

### ELEKTRICKÉ KYTARY A JEJICH PŘÍSLUŠENSTVÍ

Kytarové snímače .....	2
Jednocívkové .....	2
Dvoucívkové .....	3
Korekční obvody kytar .....	4
Předzesilovače .....	6
Kytarové transistory (vysíláče) .....	7
Kytarové efekty .....	7
Phasery .....	9
Generátory obálek .....	10
Filtrové .....	13
Jednoduchý kytarový syntezátor .....	14
Digitální efekty .....	19
Stručné charakteristiky popisovaných efektů .....	20
<b>Poslední článek zvukového efektu – nf zesilovače</b> .....	21
Nf zesilovače s polovodičovými součástkami .....	21
Nf zesilovače s elektronkami .....	35
Náhrada elektronek FET .....	35

<b>Nová generace obvodů pro BTU (dokončení)</b> .....	36
UAA2022, sérioparalelní převodník .....	38

Mikroprocesorový systém RISC 32 bitů .....	39
---	----

Inzerce .....	40
---------------	----

## AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává vydavatelství MAGNET-PRESS, s. p., Vladislavova 26, 135 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7. Šéfredaktor L. Kalousek, OK1FAC. Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7, linka 353, sekretářka linka 355. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 9,80 Kčs, pololetní předplatné 29,40 Kčs, roční 58,80 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotlivých obzbrojených sil vydavatelství MAGNET-PRESS, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Informace o předplatném podá a objednávky přijímá každá administrace PNS, pošta, doručovatel a předplatitelská střediska. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS – ústřední expedice a dovoz tisku Praha, administrace vývozu tisku, Kovpaka-va 26, 160 00 Praha 6. Tiskne NAŠE VOJSKO, s. p., závod 08, 160 00 Praha 6, Vlastina ulice č. 889/23.

Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy po 14. hodině. Číslo indexu 46 044. Toto číslo má vyjít podle plánu 1. 2. 1991. © Vydavatelství MAGNET-PRESS.

## Vážení čtenáři,

především bychom vám chtěli popřát vše nejlepší do nového roku 1991, mnoho štěstí, zdraví a spokojenosti jak ve škole, na pracovišti, tak i v osobním životě. I když bychom si přáli sdělovat vám pouze příjemné věci, musíme bohužel začít s těmi nepříjemnými – jak jste jistě zjistili, je Amatérské radio řady B, pro konstruktéry, v letošním roce dražší než v minulosti, stejně jako prakticky všechny ostatní noviny a časopisy. Je to dáno jednak zdražením cen papíru, zdražením tiskárenských prací a jednak dodatečnou daní.

To je skutečnost, s níž bohužel redakce nemůže nic dělat. Abychom však alespoň částečně kompenzovali vyšší cenu, budeme se snažit o vyšší kvalitu: uděláme vše, co je v našich silách, aby v publikovaných materiálech bylo co nejméně závad a chyb, aby jednotlivá čísla byla co nejzajímavější a probíraná témata co nejaktuálnější. K tomu nám můžete pomoci i vy – vašimi připomínkami jak k náplni časopisu, tak ke způsobu zpracování; vaše dopisy v žádném případě v koši neskončí. Stejně tak uvítáme i vaše nabídky na zpracování určitého námětu pro jednotlivá čísla AR řady B, případně i jiný kontakt s redakcí, neboť „časy se mění“ a my bychom se chtěli měnit s nimi, abychom pomohli co nejlépe jak v zájmové elektronické činnosti, tak i v praktickém životě co největšímu počtu čtenářů. Např. i při rekvalifikaci, získání nového „životního zaměření“, podnikatelům nejrůznějšího zaměření atd. Jisté je jedno: tento časopis si během let získal určitou čtenářskou obec a určité, domníváme se, že dobré jméno, naší snahou tedy je, abychom si jak čtenáře, tak ono dobré jméno udrželi i nadále. Doufáme, že se nám to s vaší pomocí podaří.

A na závěr ještě jednu, částečně nepříjemnou, částečně příjemnou zprávu. Po-

štovní novinová služba jednostranně pro tento rok snížila náklad časopisu tím, že objednala jako monopolní rozšiřovatel naší produkce podstatně menší počet výtisků oproti minulému roku. To bude mít zřejmě za následek, že čtenáři našeho časopisu budou mít v tomto roce problémy s nákupem AR řady B (a také řady A, kde je situace stejná). Proto se vydavatelství Magnet-press rozhodlo umožnit každému, kdo si to bude přát, odběr časopisu přímo z naší administrace.

Jak na to? Stačí si na poště vyzvednout čistou poštovní poukázku, do rubriky „SBČS a číslo účtu“ vyplnit „60 útvar 711 – 5029-881“, do rubriky „konstantní symbol“ napsat 79, jako adresáta uvést MAGNET-PRESS, Vladislavova 26, 113 66 Praha 1 a pod čáru 125 07 VAKUS Praha 5, do rubriky „variabilní symbol“ uvést AR-B 1991. Cena ročního či půlročního předplatného je uvedena vlevo na této stránce dole v tiráži časopisu. Je-li tento postup příliš složitý, zkusíme uveřejnit v příštím čísle celou složenku tak, aby ji bylo možno vystříhnout a po doplnění odesílatele poslat na adresu našeho vydavatelství. Pokud byste tuto cestu použili, prosíme, abyste předplatné uhradili výlučně na poště, nikoli kupř. ze svého spořicího účtu. Při platbě ze spořicího nedostaneme totiž druhý díl poštovní poukázky, nýbrž jen sdělení banky s číslem konta, které má u SBČS příslušná pobočka spořitelny. Z tohoto údaje ovšem nezjistíme, kdo předplatné poukazuje, takže dodávku nemůžeme zajistit.

Pokud byste si předplatili 6 čísel např. až od čísla 3, dostanete samozřejmě i první dvě čísla z následujícího ročníku, a to domů, poštou v papírovém přebalu.

Věříme, že budete s naší novou službou spokojeni.

# PF 1991

## † Ing. Václav Teska



Motto: Tak všechno od nás odchází,  
veliká láska, láska malá,  
hlas matčin nad zimostrázy,  
řeka, jež ani nepostála,  
a po každém z nich jinak se nám stýská.  
(J. Vrchlický)

16. listopadu 1990 zemřel náhle jeden z našich nejstálějších a nejspolehlivějších spolupracovníků, ing. Václav Teska, ve věku 55 let. Byl dlouholetým zaměstnancem výzkumného ústavu A. S. Popova v Praze, nesmírně činný a erudovaný, po dlouhých letech spolupráce kamarád s dobrotou v srdci a s poctivostí ve své duši.

Stýská se nám, Václave, a budeš nám chybět.

-ou-

# ELEKTRICKÉ KYTARY a jejich příslušenství

Bohumil Lipka

Elektrické kytary a jejich příslušenství tvoří v současné době nepostradatelnou součást moderní hudby. Protože vývoj elektrických kytar začal již v padesátých letech, bylo na toto téma napsáno a uveřejněno mnoho článků různého rozsahu a zaměření, bylo postaveno mnoho nástrojů a přístrojů různé jakosti technické a zvukové. U nás se elektrické kytary začaly rozšiřovat s příchodem jazzové („gibsony“) a big-beatové hudby (masivní kytary E). Od té doby se však vývoj u nás téměř zastavil. Jakost nástrojů a aparatur se téměř nezlepšila, popř. zůstala na nízké úrovni. Proto si většina hudebníků pomáhá jak může: kupuje drahá (či předražená) zařízení západních firem, často již používaná či opotřebovaná, bez záruky či možnosti servisu. Většina těch, kteří v tomto směru mají chuť něco dělat, se potýká s nedostatkem vhodné literatury a dalších informací. Celá problematika by se dala z pohledu amatéra shrnout do těchto částí:

- a) problematika zapojení kytar, snímačů, korekčních prvků a případně předzesilovačů,
- b) zapojení různých přístrojů pro efekty, zesílačů, syntezátorů, korekčních členů, přístrojů pro digitální efekty apod.,
- c) zapojení zesilovačů.

A vše souvisí se vším – kdo by se domníval, že zvuk kytary na koncertě závisí na kvalitním nástroji, „krabičce“ či zesilovači, velmi by se mýlil. Zvuk kytary je tvořen celým řetězcem kytara–efekt–zesilovač–reproduktor–zvukař. Zřetel je třeba brát na každou část tohoto řetězce. Nyní již slyším námitky hudebníků: „To se to říká, když jen obyčejná kytara stojí celý plat a se zesilovači a bednami naší výroby je to cenově ještě horší.“ Za hodně peněz málo muziky. Domnívám se však, že není třeba hned kupovat drahá zařízení. Dobrý zvuk lze vyrobit i v amatérských podmínkách. Ve svém příspěvku bych chtěl k tomuto cíli přispět trochou svých zkušeností a znalostí i zkušenostmi svých přátel.

## Kytarové snímače

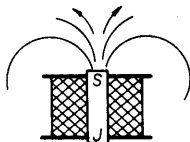
Základní podmínkou k tomu, abychom dostali z přístroje silný a dobře znějící zvuk, je vhodný a jakostní kytarový snímač. Vždy je třeba, aby snímač dobře snímal signály v celém kmitočtovém spektru tónů, tedy od výšek k hloubkám, s dostatečnou úrovní. Již z konstrukce snímačů vyplývá, že snímač bude mít vždy „kmitočtové“ nedostatky buď ve vyšších nebo v nižších kmitočtech a velké odchylky výstupního signálu v závislosti na jeho kmitočtu. Proto se většinou volí kompromisy – do kytary se vsadí snímač snímající lépe střední a hluboké tóny, hrající silněji, se snímači, které snímají lépe vysoké tóny, avšak s menší výstupní úrovní. Snímače se slabým výstupním signálem se pak umístí do místa největšího rozkmitu strun a snímače s větším výstupním signálem se umístí do

místa, kde struny kmitají méně. V praxi se tohoto kompromisu dosahuje jednocívkovými či dvoucívkovými snímači.

### Jednocívkové snímače

Jednocívkové snímače (singl), jak již vyplývá z názvu, mají jednu cívku, do níž se „indukuje“ signál, vznikajícím rozkmitáním struny. Výhodou tohoto snímače je, že snímá dobře tóny o vyšších kmitočtech. Je to dáno tím, že snímač s jednou cívkou má vzhledem k relativně malé indukčnosti vyšší rezonanční kmitočet než snímač se dvěma cívkami, obvykle zapojenými do série. Pokud pak chceme dosáhnout u jednocívkových snímačů dobrého přenosu i signálů nízkých kmitočtů, pomáháme si jak pasívními, tak aktivními korekčními obvody.

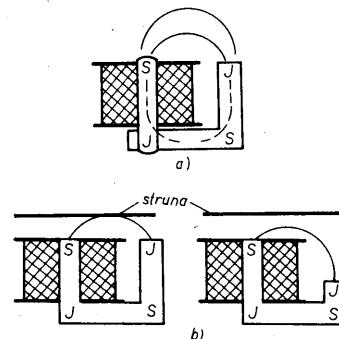
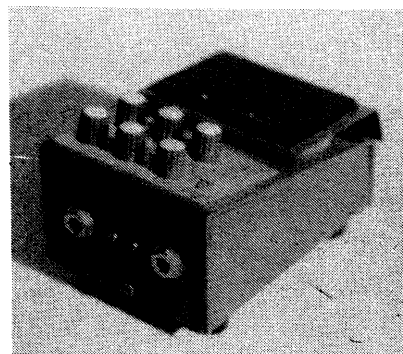
Nevýhodou jednocívkového snímače je jeho menší výstupní signál oproti dvoucívkovému vzhledem k menšímu počtu závitů cívky, navíc je jeho magnetické pole rozptýlené „do prostoru“, takže je snímač náchylný na vnější rušivé vlivy, především na různá brumová napětí. Tento nedostatek se kompenzuje jak různými způsoby konstrukce, tak zapojeními. O některých budou pojednávat další úvahy.



Obr. 1. Magnetické pole snímače je rozptýlené do prostoru

Z obr. 1 je zřejmé, že magnetické pole jednocívkového snímače je rozptýlené do prostoru. Tento nedostatek lze řešit tím, že se pokusíme uzavřít obvod magnetických silových čar.

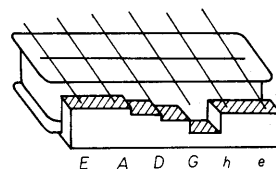
První konstrukcí je snímač se dvěma nástavci, obr. 2. Z obrázku je vidět, že druhý nástavec, na němž není cívka, tvoří „protipól“, přes který se uzavírá magnetický tok. Pole se pak nerozptýlí tolik do prostoru,



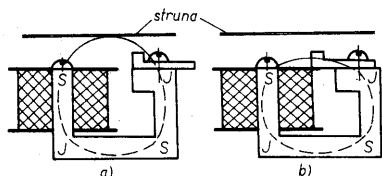
Obr. 2. Snímač s nástavcem (čím bude nástavec nižší, tím méně bude magnetické pole ovlivňováno strunou)

odkud by se do něho mohlo indukovat rušivé napětí (brum). Této konstrukce se využívá u některých novějších snímačů (Gibson), nejvíce se však používala u snímačů staršího typu. Pokud máte takový snímač ve své kytarě, můžete nástavcem bez cívky ovlivnit magnetickou „nevyváženost“ strun. Lze to udělat tak, že se do nástavce vypilují jakési zuby („cimbuří“) podle toho, která struna jak zní. Obvykle struna „h“ přehlušuje nepříměnně zvuk ostatních strun, zatímco basové struny znějí slabě. Čím má být tón z určité struny hlasitěji slyšet, tím blíže k ní musí zasahovat nástavec. Způsob úpravy je na obr. 3.

Častější konstrukcí snímače je snímač se zkratovacími magnetickými můstky, obr. 4. U něho se přibližováním magnetického můstku k nástavci cívky dosahuje uzavření magnetického toku tímto můstkem, přičemž magnetické pole není pak tolik ovlivňováno

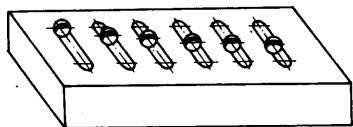


Obr. 3. Snímač s upravenými nástavci



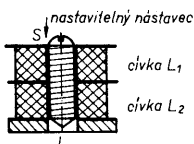
Obr. 4. Nezkratovaný obvod (a) a obvod zkratovaný (b)

kmitající strunou. Snímače tohoto typu se u nás vyráběly pod značkou Brilliant de Luxe (obr. 5).



Obr. 5. Pohled na sestavené snímače se zkratovacími můstky

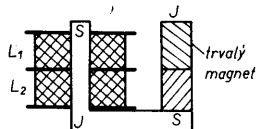
Posledním typem snímače, dnes nejvíce používaným, je snímač s pólovými nástavci, tvořenými šrouby. Tento typ snímače umožňuje kompenzovat magnetickou nevyváženost strun jednoduše tím, že lze magnet pod příslušnou strunou buď vyšroubovat nebo zašroubovat. Takový snímač je na obr. 6.



Obr. 6. Snímač s upravenou střední částí (posouvateľnou)

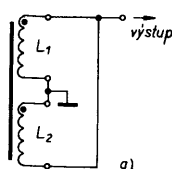
Tento druh snímačů vyrábějí dnes firmy, v jejichž výrobním programu jsou kytary Jazz Bass, Fender Stratocaster apod.

Variantou uvedeného typu snímače je snímač, který nemá nastavitelné nástavce, viz obr. 7.

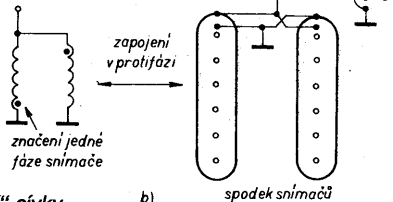


Obr. 7. Snímač s přídavným trvalým magnetem

Oba posledně uvedené typy snímačů mají, jak jste si jistě všimli, dvě cívky a přesto jde o jednocívkové typy. Jedna cívka slouží jako „zvuková“, druhá jako tzv. parazitní – je to jeden ze způsobů, jak snímač ochránit před rušivými vlivy. Parazitní cívka je k cívce zvukové připojena paralelně, avšak v protifázi, obr. 8a. „Protifáze“ znamená, že snímačový vývod blíže ke středu cívky (začátek vinutí) se spojí s koncem vinutí druhého snímače (vývod na povrchu snímače). Část shodného zvukového spektra (zejména brumy) indukovaného do těchto cívek se vzá-



Obr. 8. Připojení „parazitní“ cívky



Obr. 9. Příklad magnetického nástavce



jemně díky fázování odečte (zruší) a zůstane pouze signály těch kmitočtů, které se vzájemně liší. Zůstane tedy pouze zvuk, který má vyšší složku středových kmitočtů a část vysokých kmitočtů. Zvuk ze snímače má kovový charakter, brumy nejsou reprodukovány.

Tento druh odrušení je v dnešních snímačích nejběžnější. Pro vylepšení kmitočtové útlumové charakteristiky směrem k výškám se používají aktivní korektory. Spojení aktivních filtrů s metodou parazitních cívek je nejprogresivnějším řešením problémů jednocívkových snímačů v současné době.

Ještě jeden neduh se vyskytuje u snímačů relativně často – bývají náchylné na mechanické ořesy, jsou tedy mikrofonické. Tomu lze zabránit jak pevnou konstrukcí snímače, tak i např. zalitím vnitřní části snímače parafínem, Resistinem či jinou hmotou na bázi vosku.

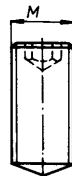
Brumy z reprodukce lze do jisté míry odstranit také tím, že zapojíme vrchní část vinutí cívky jako uzemněný pól snímače. Vrchní část vinutí se pak chová jako stínění. Snímač můžeme odstínit i tlustším plechem (tloušťky asi 1 mm) z nemagnetického kovu (mosaz, měď).

Pokud si chce hudebník zhotovit snímač sám, měl bych pro něj několik rad: Ke zhotovení snímače jsou nejvhodnější kovové magnety, které jsou oproti feritovým „silnější“ a lze je snadněji zhotovit. Feritové magnety jsou tvrdé, špatně se opracovávají a jsou i nesnadno dostupné, navíc zvuk feritových snímačů nedosahuje zdaleka kvality snímačů s kovovými magnety. Magnety je nejlepší zhotovit z magneticky tvrdého materiálu, např. z drátů, z nichž se vyrábějí kulíčky do ložisek. Zmagnetovat je možné i předtím zakalené dílky vrtáků do oceli. Dílky se nejprve oddělí od vrtné části, upraví se (např. je lze opatřit drážkou pro šroubovák), opatří závitem a pak se zakalí. Kalíme např. tak, že dílky „nažhavíme“ (autogenem) do cihlové žluté barvy a ihned zchladíme v oleji, kalit je samozřejmě třeba v silném magnetickém poli. Potom se však již takový nástavec opracovávat nedá vzhledem ke značné tvrdosti.

Podobně je třeba zakalit každý nástavec, zhotovený z magneticky tvrdé oceli. Zmagnetovat takový nástavec lze např. na magnetovacím přístroji, který vlastní v každé elektřikářské dílně či v provozu, kde se vyrábějí kovové zakalené předměty, které je pak třeba zmagnetovat či odmagnetovat.

Hotové nástavce vestavíme do cívky a nemusíme používat žádné přídavné magnety. Je samozřejmé, že všechny magnety musí mít souhlasné póly na jedné straně. Příklad provedení magnetického nástavce je na obr. 9. Materiály vhodné pro magnetování: ocel 17030 nebo 19800. Můžeme se samozřejmě pokusit sehnat vhodné originální sní-

mačové magnety ze zahraničních snímačů, to je samozřejmě nejjednodušší cesta. Tyto magnety jsou jakostní jak po stránce magnetické, tak po stránce provedení, jsou odlity z Al-Ni-Co a dodávají snímači příjemný „teplost“ zvuk. Navíc některé z nich mají dutou vrchní část, což dodává jimi snimanému zvuku „kulatější“ charakterové zabarvení. Takový nástavec je na obr. 10.

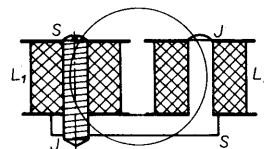


Obr. 10. Nástavec s otvorem pro imbusový klíč

Vinutí cívky snímače je velmi pracné. Pokud máme možnost, necháme si cívku navinout u odborníků. K vinutí je nejvhodnější drát o  $\varnothing$  0,05 mm, počet závitů je asi 4000. Ideální je stejnosměrný odpor cívky asi max. 5 k $\Omega$ . Větší odpor má za následek zvětšení impedance a tedy menší citlivost pro signály vyšších kmitočtů. Kostříčku cívky lze zhotovit z organického skla, odlít z dentakrylu, moduritu nebo z polyesteru ChS-104.

#### Dvoucívkové snímače

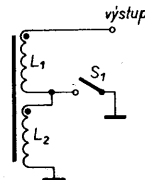
Dvoucívkové snímače (dual) mají dvě cívky, umístěné vedle sebe. Výhodou těchto snímačů je, že mají velkou úroveň výstupního signálu, dále že vzhledem ke konstrukci a zapojení jsou méně náchylné na brumy z okolí. Snímají lépe signály středních a hlubokých tónů, neboť mají větší impedanci (jde o dvě cívky v sérii) než snímače jednocívkové. Odpovídající úroveň signálů vysokých kmitočtů lze dosáhnout aktivními korektory nebo zkratováním cívky bližší „země“ (čímž se ze snímače stane jednocívkový), ovšem za cenu současného zmenšení „dynamiky“ výstupního signálu. Konstrukce dvoucívkového snímače je na obr. 11.



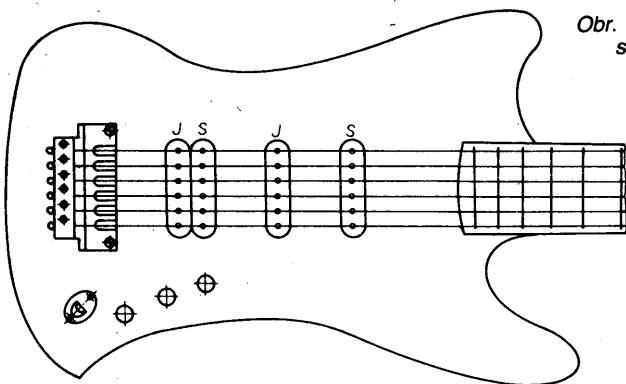
Obr. 11. Konstrukce dvoucívkového snímače

Zapojení snímače je na obr. 12. Cívky jsou zapojeny do série, spínač  $S_1$  umožňuje zkratovat cívku  $L_2$  a tím zvýšit rezonanční kmitočet snímače. Jak vyplývá z obr. 11, magnetický tok snímače se uzavírá a magnetické pole není tedy tak rozptýlené do okolí. Proto je snímač odolný proti rušivým vlivům.

Známi výrobci snímačů kladou důraz také na vhodnou vzájemnou vzdálenost jednotlivých



Obr. 12. Zapojení cívek dvoucívkového snímače



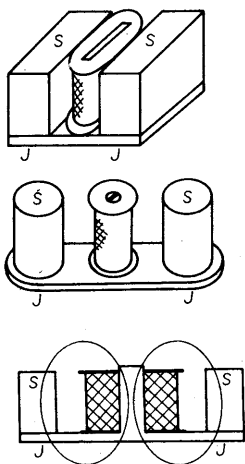
Obr. 13. Možné rozmístění snímačů na kytáře

vých cívek snímačů, neboť ta má vliv na uzavírání magnetického pole a vzájemné ovlivňování indukovaných signálů. Konstrukce jsou obvykle velmi propracované a bývají výrobním tajemstvím výrobců (např. Gibson Humbucking, Di Margo Super Humbucking, Dirty Fingers apod.). U nás kromě továrně vyráběných typů Helios, Safir apod. vyrábí snímače i soukromá firma BECK v Bratislavě.

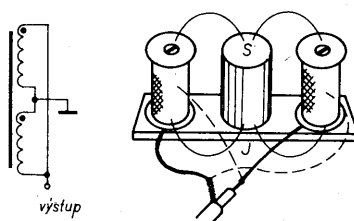
Dvoucívkové snímače se na kytáře umísťují u kobylky, kde kmitají více struny pro vysoké kmitočty, čímž se vyrovnává nelinearita výstupního napětí v závislosti na kmitočtu. Jednocívkové snímače se naopak umísťují blíže ke krku kytary, kde mají větší rozkmit struny pro hlubší tóny, což opět vyrovnává opačnou nelinearitu výstupního napětí v závislosti na kmitočtu těchto snímačů. Při konstrukci kytar je také velmi choulostivý odhad vzdálenosti mezi jednotlivými snímači, který je důležitý vzhledem k jejich vzájemnému ovlivňování. Snímače umístěné vzájemně blízko musí mít u sebe vždy opačné póly magnetů. Tím se netlumí rozkmit strun. Pro různé snímače je vhodné vždy tyto vzdálenosti odzkoušet. Příklad umístění snímačů je na obr. 13.

#### Plastický snímač

Poněkud zvláštním případem mezi snímači je tzv. plastický snímač. Je to snímač, který má pod každou strunou individuální cívku s magnetem. Ke zhotovení tohoto druhu snímačů lze využít např. cívek z měřidel, do těchto cívek lze pak jen zhotovit magnety podle dříve popsaného návodu. Ke zhotovení snímačů lze použít i cívky z vojenských sluchátek, které mají uprostřed plochý otvor. Ty je třeba doplnit magnety po stranách. Na



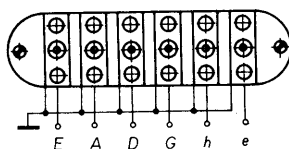
Obr. 14. „Plastický“ snímač



Obr. 15. Zapojení „plastického“ snímače

obr. 14 a 15 jsou nákresy jednotlivých segmentů.

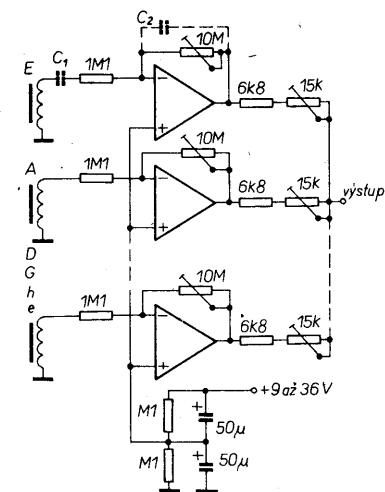
Pokud máme cívek dostatečné množství, můžeme je zapojit jako hlavní a parazitní k lepšímu odstranění brumu. Cívky zapojíme paralelně a v protifázi. Jak je vidět z obr. 14 a 15, magnetické pole těchto snímačů se přidáním magnetů a cívek uzavře, takže snímač není náchylný na brum. Snímače podle obr. 14 a 15 umístíme vždy pod jednu strunu a uzemnění jednotlivých snímačů spojíme tak, jak je nakresleno na obr. 16. Vývody cívek je třeba zesílit tlustším drátem.



Obr. 16. Spojení jednotlivých snímačů pod strunami

Výstupní signály jednotlivých cívek je nutné zesílit a smíchat. Výsledný zvuk je pak plasticky rozestřen a při doprovodné hře nespývá v celek, který často nepůsobí příliš dobrým dojmem. Navíc můžeme pro každou strunu upravit korekce podle potřeby stejně jako velikost snímaného signálu před zesilovačem – to vše ještě před smícháním jednotlivých strunových signálů. Jako předzesilovače mohou sloužit např. několikanásobné operační zesilovače typu 1458, TL082, 084 apod. Tento předzesilovač je vhodné umístit do kytary, obvykle postačí tři OZ (dvojitě), napájení bude obvykle 9 V. Odběr proudu je nepatrný, asi 3 mA, takže lze použít i malou baterii 9 V. Operační zesilovače jsou nejvýhodnější proto, že mají malý odběr proudu, velký vstupní odpor a volitelné zesílení mezi 1 a např. 1000.

Schéma vhodného předzesilovače je na obr. 17. Jde o běžné zapojení bez nějakých záludností, vyzkoušené a plně vyhovující danému účelu. Odporovými trimry 15 kΩ a 10 MΩ (pevný rezistor v sérii s trimrem co nejmenšího odporu vzhledem ke stálosti nastavení) lze nastavit shodnou „dynamiku“ strun. Výstupní signál pak vedeme ke korekčním obvodům kytary; kmitočtovou charakteristiku jednotlivých snímačů můžeme upravit také kondenzátory (C<sub>2</sub>) paralelně připojenými k zpětnovazebním odporům (ve



Obr. 17. Schéma kytarového předzesilovače

schématu čárkovaně) nebo kondenzátorem v cestě signálu (C<sub>1</sub>).

Při použití efektů chorus, delay nebo flanger lze dosáhnout při tomto uspořádání velmi působivého zvuku.

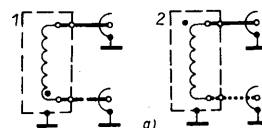
Na závěr této kapitoly bych se chtěl ještě zmínit o tomto druhu snímačů v souvislosti s kytarovými syntezátory. Polyfonní syntezátory zpracovávají zvuk každé struny zvlášť. K tomu se používají právě takovéto plastické snímače, jejichž signály se vyvádějí z kytary několikažilovým kabelem. V zahraničí se proto tyto snímače zcela běžně vyrábějí.

#### Korekční obvody kytar

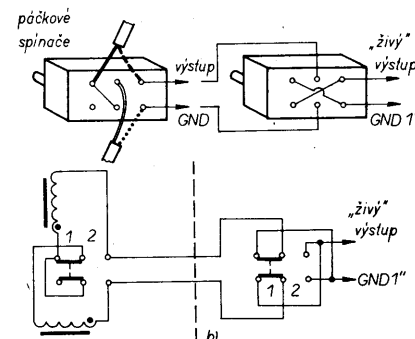
Korekčních obvodů pro kytary se vyrábí pravděpodobně takové množství typů, kolik je výrobců. Někteří výrobci pracují se zapojením snímačů, jiní s články RC, další dávají přednost elektronickým korektorům. Podle mých zkušeností je ideální spojit některé z uvedených postupů.

Některé snímače (zvláště zahraniční) mají oba vývody vyvedeny jako „živý“ a stínění je zvlášť. Možná zapojení takových snímačů jsou uvedena dále:

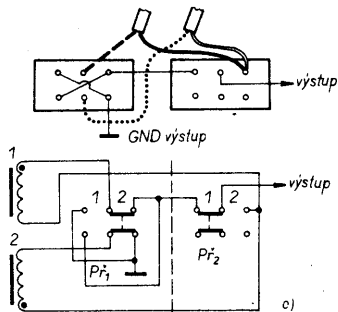
zapojení vývodů snímače je na obr. a, cívky 1 a 2 jsou v jednom dvoucívkovém



snímači, na obr. b je zapojení pro tzv. „dual sound“ (dvojitý zvuk) se dvěma páčkovými spínači, elektrické schéma zapojení na spodní části obr. b (poloha přepínače – tla-

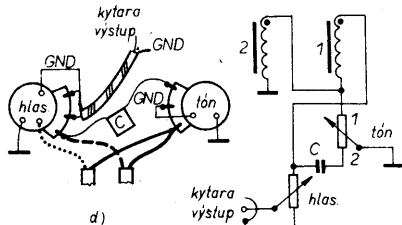


čítka – spínače č. 1 – cívky do série, poloha č. 2 – cívky paralelně soufázově pro levou část obrázku, přepínač v pravé části obr.



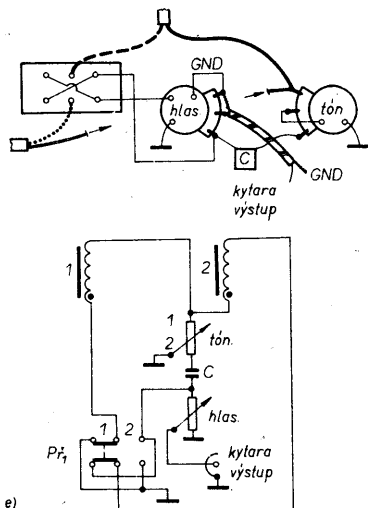
b přepojuje fázi). Na obr. c je zapojení „single coil“ – jediné cívky opět se dvěma přepínači, v levé části obrázku nakreslený přepínač přehazuje fázi na výstupu při přepínání v pravé části obrázku v poloze 1 (tj. při  $Pf_2$  v poloze 1), výstupní signál z cívky 1 nebo 2 se volí přepínačem  $Pf_1$  a v poloze 2  $Pf_2$ . V poloze 1  $Pf_2$  jsou cívky 1 a 2 v sérii se signálem v protifázi, v poloze 2  $Pf_2$  jde na výstup pouze signál jedné z civek.

Korekční obvod „Dual“ je na obr. d: je-li potenciometr „tón“ v poloze 1 (viz schéma), je cívka 2 zkratována, snímač se chová jako

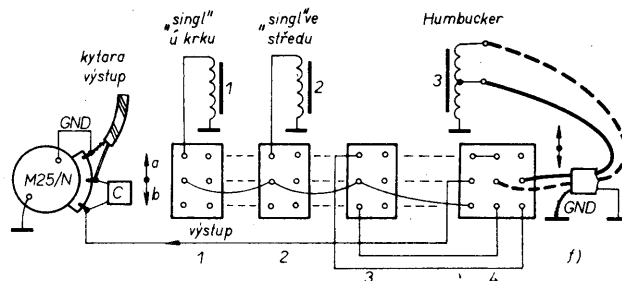


jednocívkový a vliv kapacity kondenzátoru C je minimální (kondenzátor je připojen jedním vývodem k zemi přes odpor celé odporové dráhy potenciometru „hlas.“). Je-li potenciometr „tón“ v poloze 2, je cívka 2 v sérii s cívkou 1, snímač se chová jako dvoucívkový, uplatňuje se plně kondenzátor C („uzemňuje“ signály vyšších kmitočtů).

Obvod „Phase“. Poloha 1 přepínače  $Pf_1$  – cívky jsou (obr. e) v sérii, cívka 1 je blíže „zemi“, 2 – cívky jsou v sérii, blíže „zemi“ je cívka 2. Potenciometr „tón“ pracuje jako v zapojení „dual“.



V současné době se na trhu objevila kytara značky Kramer-Schaller, vyráběná u nás v licenci uvedené firmy. Nástroj má jakostní snímače Al-Ni-Co, potenciometr „volume“ (hlasitost) a čtyři přepínače snímačů (1 dual, 2 singl). Vnitřní zapojení kytary je na obr. f. V polohách a, b přepínačů 1 a 2 jsou vyřazeny z činnosti „singl“ 1 a 2. Je-li přepínač 4 v poloze b, jsou na výstupu signály ze singlů, pokud jsou zapnuty, a jedna cívka „humbuckeru“, je-li přepínač 3 v poloze b.



Je-li přepínač 3 v poloze a, jsou na vstupu signály z obou singlů (zapnuty) a snímač 3, humbucker, se chová také jako singl.

Je-li přepínač 4 v poloze a, jsou singly vypnuty a současně je od výstupu odpojen i střední vývod humbuckeru. Na výstupu je tedy dualový zvuk humbuckeru.

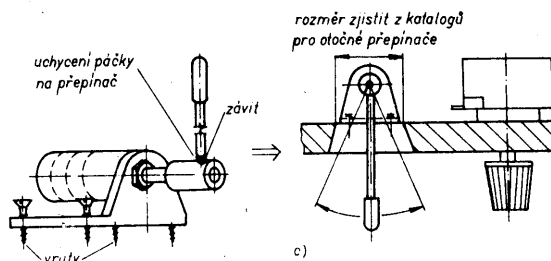
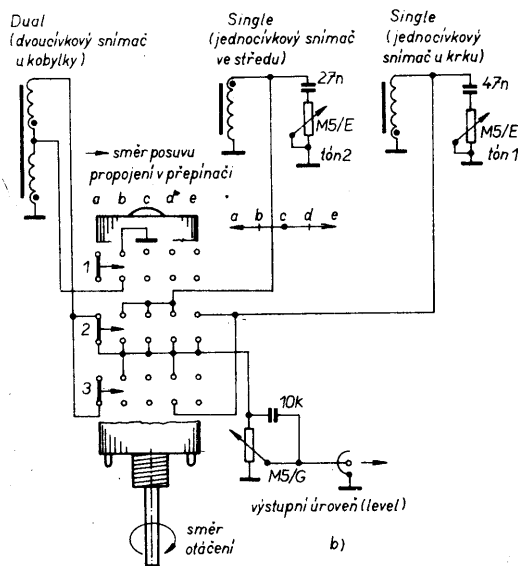
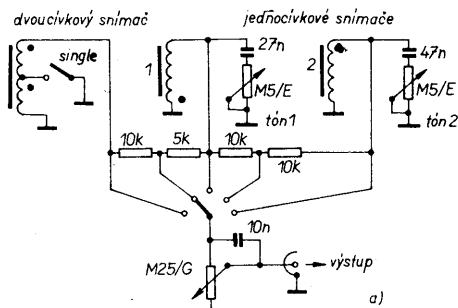
Je-li přepínač 4 v poloze b a přepínač 3 v poloze b, je na výstupu „dualový humbucker“ + oba singly (zapnuty).

U starších osvědčených typů (Fender, Gibson) se kombinují články RC s propojením snímačů. U dvoucívkových snímačů se zkratuje jedna z civek (pro získání vysokých tónů) a u jednocívkových se připojují pasivní korekční články (pro získání hlubokých tónů). Na obr. 18a je příklad korekce pro kytary se dvěma jednocívkovými a jedním dvoucívkovým snímačem. Dvoucívkový snímač je blíže u kobylky, jednocívkové s korekcí u krku kytary. Páčkový přepínač je

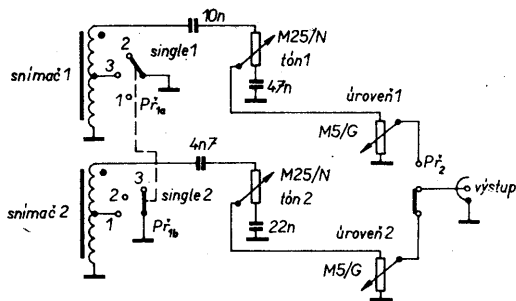
pětipolohový, u nás se však podobný nevyrábí, proto ho nahradíme buď otočným přepínačem, nebo si můžeme podobný přepínač zhotovit sami. Na obr. 18b je zapojení složitější, používající několikapaketový otočný přepínač, upravený jako páčkový. Podobné zapojení se vyskytuje u některých kytar Fender. U kytar typu Gibson jsou většinou použity dvoucívkové snímače. Na obr. 19 je příklad zapojení korekce takové kytary.

Přepínače jsou páčkové,  $Pf_1$  je třípolohový, při středové poloze tohoto přepínače není zkratována žádná z civek snímačů. Přepínačem  $Pf_2$  volíme snímač, jehož signál se vede na výstup. Zvuk je upravován běžnými korektory.

Pokud je na kytáře snímač staršího typu, bývá obvykle problémem získat z něj dostatečně silný signál, potřebný k dalšímu zpracování. Tento jev řeší výrobci různě: buď vyrábějí snímače s vestavěnými aktivními



Obr. 18. Zapojení korekce pro kytary se dvěma jednocívkovými a jedním dvoucívkovým snímačem (a), návrh zapojení kytarových snímačů (b) – polohy přepínače: a – na výstup je připojen dual, b – na výstup je připojen dual s jedním zkratovaným vinutím paralelně s prostředním singlem, který je zapojen v protifázi, c – na výstup je připojen singl ve středu, d) na výstup jsou připojeny oba singly paralelně, v protifázi, e) na výstup je připojen singl u krku; úprava přepínače (c) – výřez ve vrchní stěně je takový, aby výše odpovídala pěti přepnutím (tj. zhruba asi 45° pro přepínač dvanáctipolohový) nebo šesti přepnutím pro přepínač 18polohový

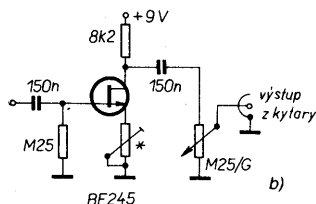
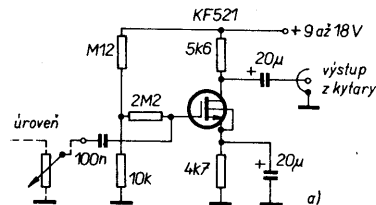


Obr. 19. Jiný příklad korekci

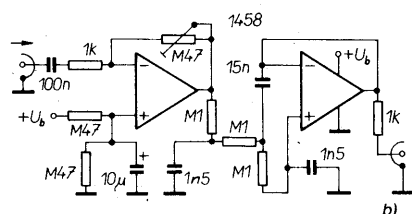
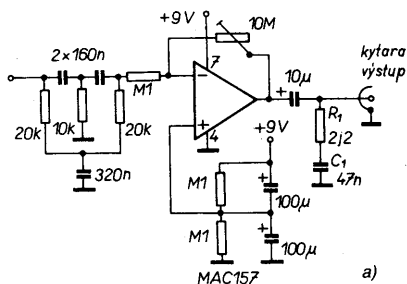
součástkami, nebo zařazují na výstup z kytary předzesilovač. Takové nástroje pak vyžadují napájet je z baterie obvykle 9 V. Pro informaci popíši dále několik druhů předzesilovačů.

## Předzesilovače

Na obr. 20a je předzesilovač s tranzistorem řízeným polem, FET. Předzesilovač má napěťový zisk 21 dB při vstupním odporu 2,2 MΩ a vstupní kapacitě 50 pF. Kmitočtová charakteristika je rovná ( $\pm 3$  dB) v pásmu 15 Hz až 250 kHz. Zatěžovací odpor musí být větší než 60 kΩ. Výhodou tohoto předzesilovače je, že zařadí-li se na výstup z kytary, přístroje zapojené za ním nezesilují šum předzesilovače, protože ten je totiž tak malý,



Obr. 20. Předzesilovač s tranzistorem řízeným polem [1]; u obr. b se trimrem nastaví na kolektoru napětí 4,5 V (paralelně s trimrem 10 kΩ je vhodný C=20 μF)



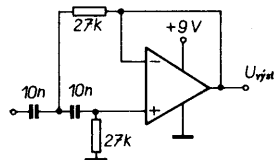
Obr. 21. Předzesilovač s filtrem brumu na vstupu (a); s dvojitým OZ (b)

že je téměř nepostřehnutelný. Při zapojování je však třeba dbát na dobré impedanční přizpůsobení především výstupu. Na obr. 20b je podobný obvod určený pro předzesilovač vestavěný do kytary. Je výhodný zejména pro minimální výstupní šum, který by jinak rušil při zapojení kytary na booster.

Na obr. 21a je předzesilovač s filtrem brumu na vstupu, tvořeným článkem dvojité T. Za ním je zapojen operační zesilovač s velkým vstupním odporem ( $10^3$  MΩ), který je ideální z hlediska zesílení signálů širokého kmitočtového spektra i z hlediska malého zatížení zdroje signálu (snímače) vstupním obvodem zesilovače. Zesílení lze nastavit v mezích 1 až 100. Zesilovač se napájí z baterie 9 V. Pokud máme tu možnost, je vhodné vestavět do kytary přepínač, kterým lze přepínat signál ze snímačů (zesílený/nezesílený“).

Článek tvořený  $R_1C_1$  je Boucherotův člen, zabráňující rozkmitání zesilovače na vysokých kmitočtech.

Jiný typ předzesilovače je na obr. 21b. Je tvořen dvojitým operačním zesilovačem typu MA1458 (TL072, 082). První OZ pracuje



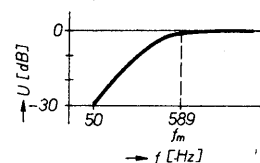
Obr. 22. Filtř s útlumem 30 dB na 50 Hz [2]

jako zesilovač se zesílením 470. Druhý operační zesilovač je zapojen jako dolní propust, omezující signály kmitočtů od 8 kHz výše, tedy signály, podílející se na „sípavých“ tónech, na různém „šumlování“ a rachocení, je-li kytara zapojena přes booster nebo jiný omezovač. Propust také omezuje šum na výstupu kytary. Ideální efektivní výstupní střídavé napětí je 1 V, neboť některé zahraniční kompresory a HM screamery mají totiž toto napětí jako maximální vstupní úroveň. Větší napětí způsobuje zkreslení u limiterů a u boosterů a screamery způsobuje skok z nezkresleného signálu na zkreslený.

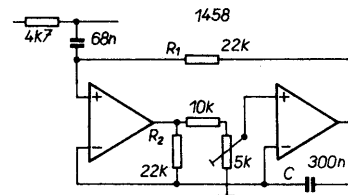
Dalšími užitečnými zapojeními jsou aktivní umlčovače brumu 50 Hz. Filtř na obr. 22 má pro 50 Hz již útlum 30 dB. Jde vlastně o horní propust, jejíž charakteristika je na

obr. 23. Pokud bychom chtěli změnit kmitočet  $f_m$ , změníme součástky podle vztahu

$$f_m = 1/2\pi RC [\text{Hz}; \Omega, \text{F}].$$



Obr. 23. Charakteristika filtru z obr. 22



Obr. 24. Odladovač brumu [3]

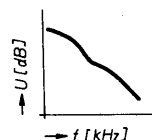
Na obr. 24 je odladovač brumu, který se připojuje mezi signální vodič a zem. Odladovač tvoří „umělé cívku“, jejíž indukčnost lze vypočítat ze vztahu

$$L = R_1R_2C.$$

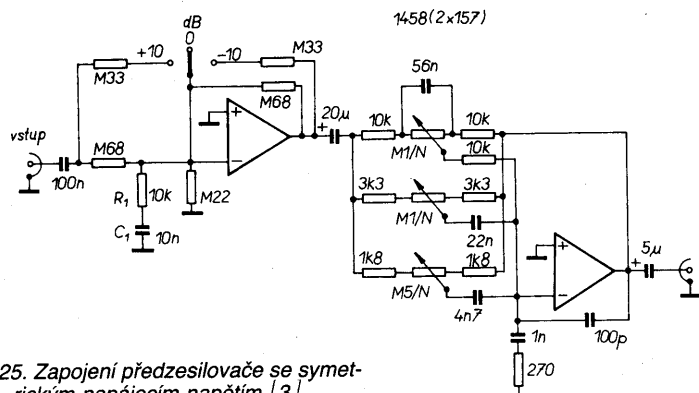
Trimrem 5 kΩ se nastavuje potlačení brumu, lze dosáhnout potlačení až o 45, popř. 50 dB.

Nechceme-li do kytary vestavovat aktivní elektronické součástky a chceme-li mít předzesilovač až v zesilovači, kde můžeme použít souměrné napájecí napětí (např.  $\pm 12$  V), lze použít zapojení z obr. 25.

První operační zesilovač slouží jako zesilovač s volitelným ziskem ( $-10$  až  $+10$  dB). Člen  $R_1C_1$  zabráňuje přístupu parazitních signálů (vř, jako např. signály rozhlasu, i např. síťové rušení), které se indukují do snímače a do kabelu od nástroje. Druhý operační zesilovač je aktivní Baxandallův korektor. Pokud se rozhodnete pro toto zapojení, získáte jakostní předzesilovací korektor třídy Hi-Fi s malým šumem, který lze použít i jako korektor pro gramofonové přenosky, neboť jeho kmitočtovou charakteristiku lze upravit tak, aby odpovídala křivce R. I. I. A, obr. 26. Navíc lze přepínačem zisku a korekčními obvody vyrovnat charakteristiku jak kmitočtovou, tak napěťovou tak, že vyhoví pro většinu našich i zahraničních snímačů.



Obr. 26. Korekční charakteristika R.I.I.A.



Obr. 25. Zapojení předzesilovače se symetrickým napájecím napětím [3]

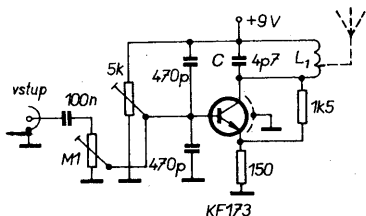


## Kytarové transistory (vysílače)

V současné době se na trhu stále častěji objevují nejen bezdrátové mikrofony (tzv. mikroporty), ale i bezdrátové „krabičky“ pro kytaristy. Takovou „krabičku“ si kytarista zavěsí na opasek nebo popruh kytary a od kytary do ní přivede signál krátkou šňůrou a spojení je hotovo. Velkou výhodou této koncepce je, že odpadá riziko poškození kabelů od kytary k zesilovači při produkci, a tedy jejich častá výměna. Navíc toto řešení přináší i „elektrické“ výhody, neboť dlouhý kabel znamená vždy značnou kapacitu, připojovanou k výstupu předzesilovače, popř. snímače, působící nepříznivě na velikost i jakost signálu; kromě toho čím delší je kabel, tím větší je i nebezpečí nakmitání rušivých signálů, znehodnocujících užitečný signál. Dlouhý kabel znamená i napěťové ztráty signálu. Kytarové vysílače odstraňují všechny tyto nedostatky.

I když jsou dále uvedeny příklady zapojení vysílačů pro kytary, upozorňujeme, že je třeba se před stavbou seznámit s dosud platnými předpisy pro provozování těchto zařízení, jde především o výkon a kmitočet, na němž se vysílá. Podrobné informace sdělí na požádání všechny pobočky Inspektorátu radiokomunikací v krajských městech.

Na obr. 27 je jednoduchý vysílač s tranzistorem KF173. Trimrem 100 kΩ nastavujeme maximální napětí na vstupu, při němž je ještě přenos nezkreslený. Trimr 4,7 kΩ nastavíme po připojení napájecího napětí tak,

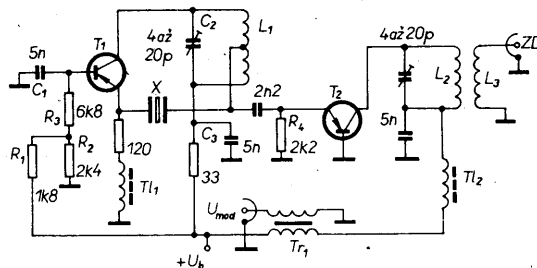


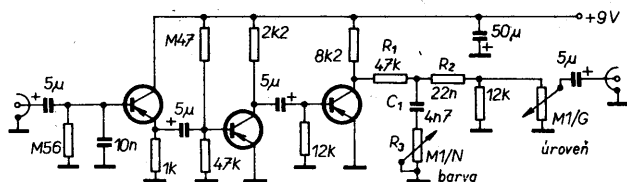
Obr. 27. Jednoduchý vysílač s tranzistorem KF173

aby se rozkmital oscilátor (to se projeví podstatným zvětšením odebraného proudu). Běžný přijímač VKV nastavíme asi na kmitočet 72 MHz a na cívku vysílače začneme poklepávat nekovovou tyčinkou. Přijímač přeladíme tak dlouho, až se z jeho reproduktoru ozve zvuk, odpovídající tomuto poklepávání. Jakmile poklepávání v přijímači zachytíme, doladíme odporový trimr 4,7 kΩ tak, aby při nulovém vstupním signálu do vysílače měl přijímač co nejmenší šum a aby byl přenos přitom nezkreslený. Je-li cívka mikrofoničká, zalijeme ji do vosku a na vstup vysílače přivedeme signál. Ten by se měl po doladění trimru 100 kΩ ozvat z přijímače čistě a nezkresleně.

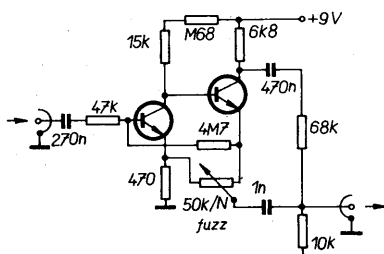
Roztahováním závitů cívky lze vysílač přeladovat v širokém kmitočtovém rozsahu. Na kmitočtu oscilátoru se samozřejmě podílí

Obr. 29. Vysílač s krystalem [5]

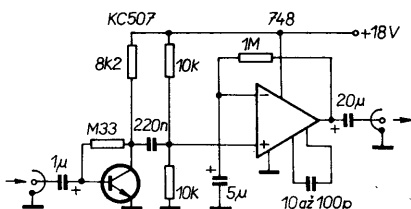




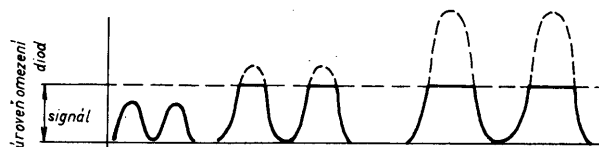
stroje lze experimentovat, především u filtru. Tranzistory jsou běžné, germaniové nebo křemíkové.



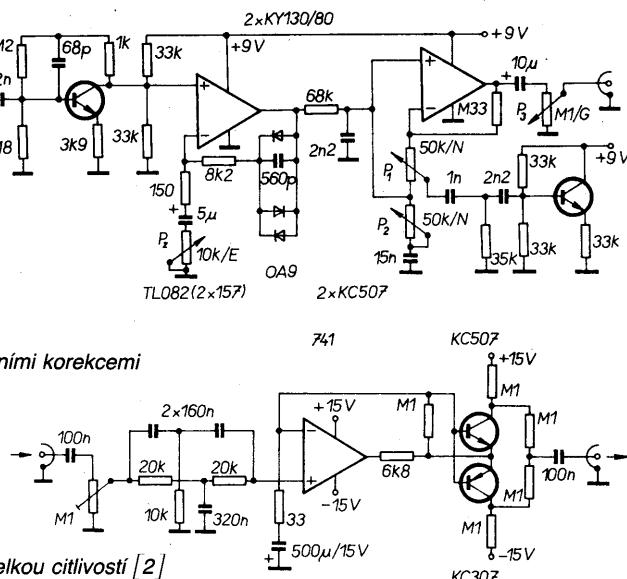
Na obr. 31 je klasický fuzz s tranzistorem KC507. „Fuzzovaný“ signál pravouhlého průběhu se přivádí z kondenzátoru 1 nF a přičítá se k „čistému“ signálu z kondenzátoru 470 nF. Vzniká zajímavý zvuk, který můžeme dále zpracovávat.



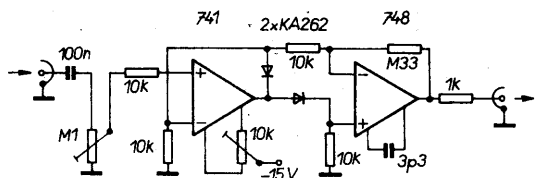
reagovat tehdy, není-li již výstupní signál boosteru dostačující pro správnou funkci děličů. Zesilovač VCA bude popsán v dalším textu.



Vzhledem k tomu, že fuzz signál nepřebuzuje, ale omezuje diodami (obr. 35), je výstupní signál omezen nesymetricky, je tedy bez větších „šumů“, které se vyskytují u běžných boosterů. Zvuk je u tohoto přístroje měkčí, sametovější. Tímto zařízením lze úspěšně nahradit běžné zesilovače-boostery s elektronkami, které mají čistší zvuk bez „šipnutí“.



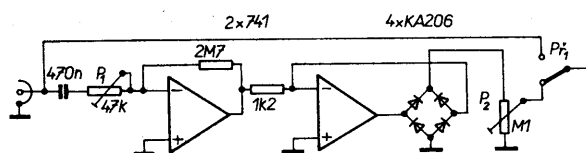




Obr. 38. Zdvoujač signálu s nastavením symetrie půlvin

půlvin harmonického signálu se nastavuje odporovým trimrem 10 k $\Omega$ . Oba operační zesilovače jsou napájeny symetrickým napětím  $\pm 12$  V.

nických kmitočtů, lze zařadit paralelně k potenciometru  $P_1$  kondenzátor o kapacitě asi 22 nF.

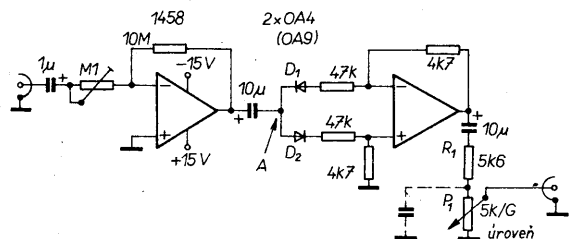


Obr. 39. Zdvoujač signálu s můstkovým usměrňovačem [7]

Na obr. 39 je zdvoujač signálu pracující s můstkovým usměrňovačem. Diodový můstek je zapojen v obvodu zpětné vazby operačního zesilovače, takže nelineární přenosová charakteristika diod neovlivňuje průchod signálu ani částečně.

První operační zesilovač (741) zesiluje tón z kytary. Jeho zesílení se nastavuje trimrem  $P_1$  tak, aby výstupní signál nebyl omezován. Odporovým trimrem se nastavuje úroveň výstupního signálu tak, aby byla stejná jako je vstupní úroveň. Přepínačem  $P_2$  lze výstupní signál přepínat, v horní poloze přepínače je výstupní signál shodný se vstupním, v dolní poloze je na výstupu signál „zdvojen“.

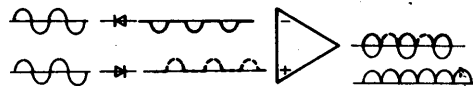
Tento „oktávový posouvač“ signál nejen zdvojuje, ale také mění tvar výstupních kmitů. Tón pak na poslech jakoby zvoní a je ostřejší, než tón základní. Tóny např. baskytary po průchodu tímto obvodem znějí jako obyčejná elektrická kytara.



Obr. 40. Zdvoujač na principu celovlnného usměrnění signálu

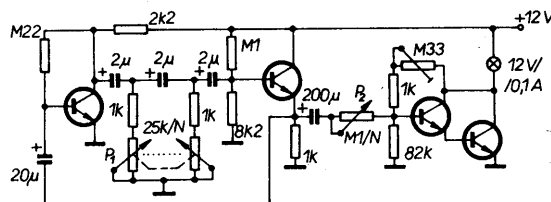
Další zapojení zdvoujače je na obr. 40. Obvod pracuje na principu celovlnného usměrnění signálu, přitom se výstupní signál pochopitelně zkresluje, což mění jeho barvu vzhledem ke vstupnímu signálu. Obvod je osazen dvojítem operačním zesilovačem typu 1458, lze použít i dva jednoduché operační zesilovače typu 741. První OZ pracuje jako vstupní zesilovač. Jeho zesílení je třeba nastavit tak, aby v bodu A bylo při „úderu“ do strun napětí 4 V. Při tomto napětí je na výstupu druhého operačního zesilovače napětí asi 180 mV. Dělič  $R_1P_1$  upravuje signál tak, že maximální výstupní napětí je asi 80 mV.

Druhý operační zesilovač pracuje tak, že záporné půlvin vstupního signálu za  $D_1$  jsou vedeny na invertující vstup, takže se na výstupu OZ objeví jako impulsy kladné polarity. Kladné impulsy za diodou  $D_2$  přejdou na výstup operačního zesilovače bez změny polarity. Princip činnosti obvodu je zřejmý z obr. 41. Pokud bychom chtěli, aby měl výstupní signál menší počet signálů harmo-



Obr. 41. Princip činnosti zdvoujače z obr. 40

Fázovací jednotka s tranzistorem KC507 je na obr. 42. Zapojení obsahuje tři fázovací stupně a je navíc doplněno směšovačem upravených signálů. Funkci proměnných rezistorů, které nastavují úroveň fázování, zastávají fotorezistory. Toto „vibráto“ je vhodné jak pro elektronické, tak pro elektrofonické nástroje.



Obr. 43. LFO, pomaluběžný oscilátor

Značné oblibě kytaristů se těší stále fázovací obvody, tzv.

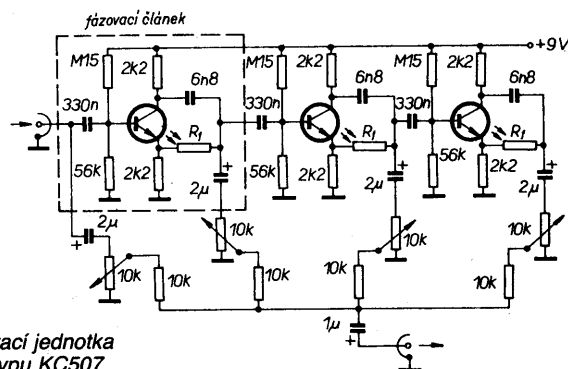
### Phasery

Phasery pracují na principu smíchání dvou signálů, přičemž jeden je oproti druhému fázově posunut. Vzniká efekt, zvukově podobný Leslie-efektu. Pokud signály fázově posunuté a fázově neposunuté nesmícháme, ale vyvedeme je na stereofonní vstup zesilovače, získáme tzv. stereo-phaser, který ze vstupního monofonního signálu vytvoří dva vzájemně rozdílné signály, z nichž jeden je reprodukován levým a druhý pravým kanálem. To má za následek, že vznikne mohutný dojem prostorovosti.

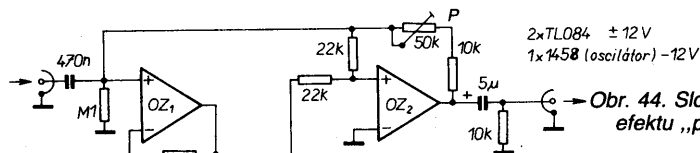
ké nástroje. Nástroje by měly produkovat co největší počet signálů vyšších harmonických kmitočtů, které pak po průchodu tímto fázovačem vytvoří velmi intenzivní fázovací efekt, známý také pod názvy „Small Stone“ či „Efekt hřebenového filtru“. Modulační signál pro fotorezistory získáme z pomaluběžného oscilátoru podle obr. 43.

Fázovacích článků lze zařadit několik za sebou. Potenciometry 10 k $\Omega$  volíme míchání jednotlivě fázově posunutých signálů ve výstupním signálu.

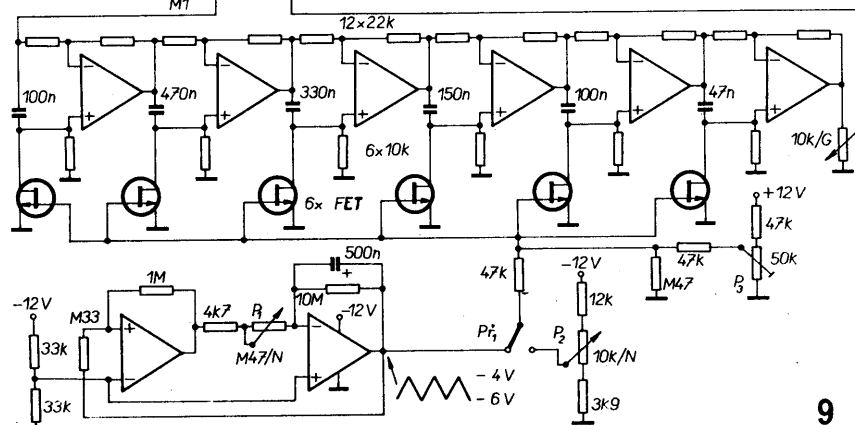
Oscilátor dodává signály od kmitočtu 1 Hz do 20 Hz. Kmitočet lze měnit v tomto rozmezí tandemovým potenciometrem  $P_1$ , hloubku modulace ovlivňuje nastavení potenciometru  $P_2$ .



Obr. 42. Fázovací jednotka s tranzistorem typu KC507



Obr. 44. Složitější zapojení efektu „phaser“ [8]



Poněkud složitější obvod je na obr. 44. Operační zesilovač OZ<sub>1</sub> pracuje jako vstupní zesilovač s velkou impedancí. Na výstup zařízení (výstup OZ<sub>2</sub>) jsou přivedeny jak nesfázovaný, tak sfázovaný signál. Fázovací obvod je tvořen šesti operačními zesilovači (jednotlivými částmi TL084). Tranzistor FET plní funkci napětově řízeného odporu. Čím větší bude odpor těchto tranzistorů, tím menší bude fázový posuv. Odporovým trimrem P ve zpětné vazbě OZ lze nastavit potřebnou výstupní úroveň signálu.

V generátoru signálu pravouhlého průběhu (ve spodní části obr. 44) je použit dvojitý operační zesilovač typu 1458. První OZ pracuje jako neinvertující zesilovač (klopný obvod), druhý OZ pracuje jako integrátor. Velikost kmitočtu se řídí potenciometrem P<sub>1</sub>. Přepínačem P<sub>1</sub> lze volit modulaci fázového můstku buď tímto generátorem nebo ručně (pomocí P<sub>2</sub>). Odporovým trimrem P<sub>3</sub> lze určit poměr mezi fázově posunutým a fázově neposunutým signálem a tedy i intenzitu efektu.

Dalším velmi oblíbeným efektem je

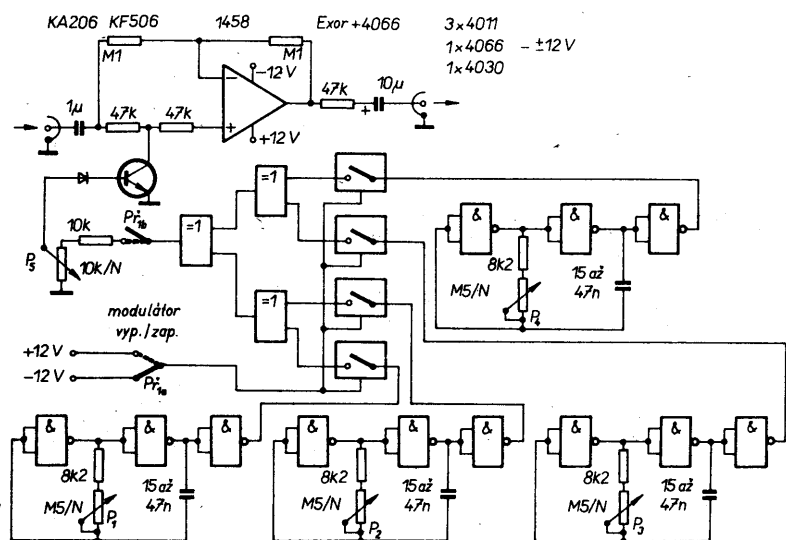
### kruhový modulátor

Kruhovým modulátorem lze získat zvuk charakteristický pro znění kovových předmětů (úder do zvonu, zvonků, kovových tyčí apod.), zejména modulujeme-li signál signály vyšších kmitočtů.

Na obr. 45 je jednoduchý modulátor, který se ovládá dvěma potenciometry. Potenciometr P<sub>1</sub> určuje hloubku modulace, potenciometr P<sub>2</sub> nastavuje modulační kmitočet (od 10 Hz do 18 kHz). Potenciometrem P<sub>3</sub> se ovládá střída modulačního signálu. Obvod je napájen symetrickým napětím  $\pm 12$  V, jako operační zesilovače slouží dvojitý typ 1458.

Obr. 45. Jednoduchý modulátor

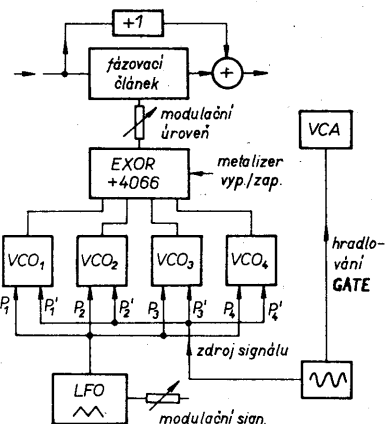
Na obr. 46 je modulátor, který používá k modulaci hradla typu EXOR. Ze čtyř nezávisle nastavitelných oscilátorů tvořených



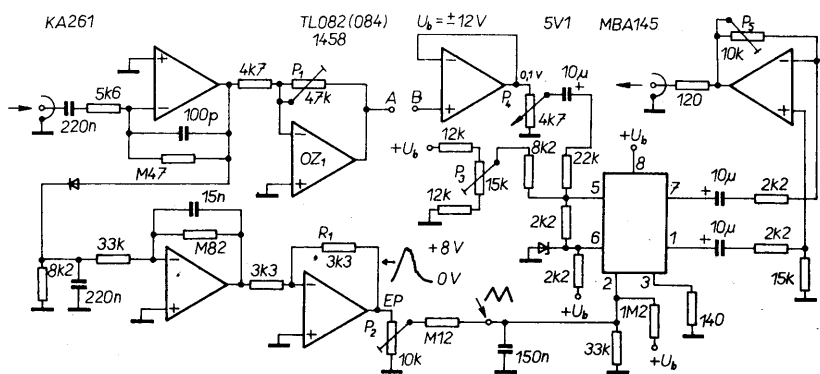
hradly NAND (4011) se signál přivádí na elektronické spínače (4066). Ze spínačů se tyto signály přivádějí na hradla EXOR (celý pochod se řídí přepínačem P<sub>1</sub>). Hradla signály vyhodnocují a vzniká signál průběhu, který je i sám o sobě zvukově velmi zajímavý. Tímto signálem se moduluje signál na vstupu fázovacího článku.

Zvuk, produkovaný tímto přístrojem, se při úplné modulaci (lze nastavit potenciometrem P<sub>5</sub>) podobá výchozímu signálu jen velmi málo. Zajímavé efekty vzniknou i při smíchání původního signálu se signálem z tohoto přístroje.

Místo oscilátorů podle obr. 46 lze k hradlům připojit napětově řízené oscilátory (VCO), např. s IO typu 4046, jejichž signál lze různě modulovat (tremola, octavery) signálem z kláves nebo z jiných nástrojů. Vznikne pak efekt, který připomíná efekt „metalizer“. Zapojení takového přístroje je blokové



Obr. 47. Obvod zvukového efektu, připomínajícího efekt „metalizer“



Obr. 48. Zapojení generátoru obálky pro boostery, tvořené Schmittovým obvodem nebo obvody TTL, pracujícími s nespojitě doznívajícími signály

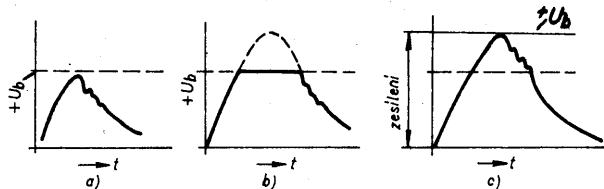
uvedeno na obr. 47. Čím mají v tomto případě modulační signály vyšší kmitočet, tím je výsledný zvuk srozumitelnější. Oscilátory VCO jsou modulovány signálem LFO (low frequency oscillator), obstarávajícím kmitočtové vibrato jednotlivých VCO. Hloubka modulace se řídí potenciometry P<sub>1</sub> až P<sub>4</sub>. Hloubka modulace VCO signálem se řídí potenciometry P<sub>1</sub>' až P<sub>4</sub>'. Pro tento přístroj je třeba také zesilovač VCA (napětově řízený zesilovač), který zamezí průniku nespojitých signálů na fázovací článek.

### Generátory obálky

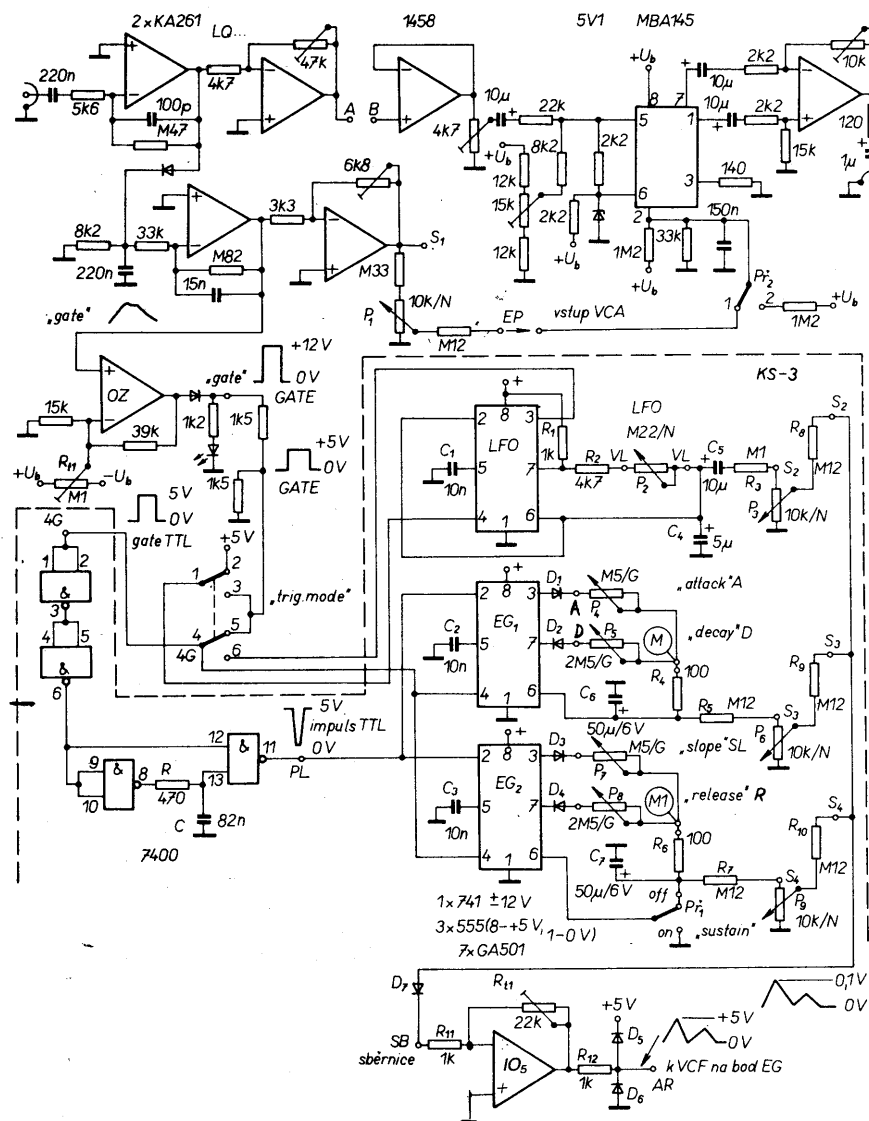
U každého syntezátoru či efektového přístroje by neměl chybět generátor obálky (Envelope nebo Attack-Release Generator), který umožňuje vytvořit libovolný průběh signálové dynamiky. Navrhl jsem generátor, vhodný pro připojení k napětově řízeným zesilovačům (jako tremola) a k napětově řízeným filtrům.

První obvod je určen pro boostery, tvořené Schmittovým klopným obvodem nebo výstupy obvodů TTL, které pracují s nespojitě doznívajícími signály. Kopíruje totiž obálku signálu kytarové struny. Jeho zapojení je na obr. 48.

Mezi body A-B lze zařadit efektové přístroje. Dostatečnou úroveň signálu pro efekt lze nastavit potenciometrem P<sub>1</sub>. Body A-B lze též propojit, pak při maximálním zesílení operačního zesilovače OZ<sub>1</sub> nastává booster-efekt. Do bodu M lze připojit i jiný modulační signál. Odporovým trimrem P<sub>2</sub> se nastavuje ovlivnění VCA (jeho úroveň), tedy jak dlouho bude obálka signálu z kytary ovlivňovat vstupní signál (tedy délku doznívání). Odporovým trimrem P<sub>3</sub> se nastavuje vyvážení VCA, aby jeho výstupní signál nebyl zkreslený a nesymetrický. Odporovým trimrem P<sub>4</sub> se nastavuje úroveň výstupního signálu z efektového obvodu, konečně odporovým trimrem P<sub>5</sub> lze nastavit úroveň výstupního signálu ze zesilovače.



Obr. 49. Zvýšení výstupní úrovně generátoru obálky zvětšením kladného napájecího napětí



Obr. 50. Obvod napětově řízeného zesilovače, doplněný generátory obálek a pomaluběžnými oscilátory

Chceme-li zvětšit úroveň signálu obálky z bodu EP (envelope point), musíme zvětšit odpor rezistoru  $R_1$  (3,3 k $\Omega$ ); pozor však na přebuzení obvodu. Chceme-li, aby signál nebyl omezen, aby přesně kopíroval obálku, nesmí překročit výstupní zesílené napětí velikost napájecího napětí. Situace je zřejmá z obr. 49. Úroveň signálu EG lze zvětšit při zvětšení napájecího napětí. Tento obvod se nazývá VCA – napětově řízený zesilovač.

Zapojení, které bylo právě popsáno, pouze kopíruje obálku signálu z kytary. Chceme-li však, aby obvod moduloval signály jiných průběhů, je nutno k obvodu VCA připojit navíc další generátory obálek a pomaluběžné oscilátory (Envelope Generator, EG, a Low Frequency Oscillator, LFO).

Klasickým zapojením takového generátoru jsou obvody s časovači 555, řízené signálem „gate“ (hradlo, brána). Takový generátor je na obr. 50. Připojuje se na VCA (který byl popsán dříve), ze signálu EP je odvozen hradlovací signál „gate“ a startovací impuls pro časovače. Obvod pracuje takto: Klopný obvod z operačního zesilovače OZ<sub>1</sub> vytvoří z průběhu EG průběh „gate“. Signál tohoto průběhu spouští časovače 555, bude-li spínač „trig. mode“ přepnut do polohy 1. V poloze 2 tohoto spínače jsou časovače spouštěny impulsy z pomaluběžného oscilátoru LFO. Oscilátor LFO je spouštěn buď průběhem „gate“, nebo kmitá samovolně. Signál z LFO je harmonický, trojúhelníkovitý průběh, jeho úroveň a kmitočet se řídí potenciometrem  $P_2$ , popř.  $P_3$ . Potenciometrem  $P_1$  se řídí velikost úrovně obálky EG, tedy signál  $S_1$ .

#### Seznam součástek pro generátor EG, deska KS-3

##### Rezistory (nejlépe TR 151)

$R$	3,9 k $\Omega$ (470 $\Omega$ )
$R_1$	1 k $\Omega$
$R_2$	4,7 k $\Omega$
$R_3$	100 k $\Omega$
$R_4$	100 $\Omega$
$R_5$	120 k $\Omega$
$R_6$	100 $\Omega$
$R_7$ až $R_{10}$	120 k $\Omega$

##### Potenciometry TP 160 (N – lineární, G – logaritmický)

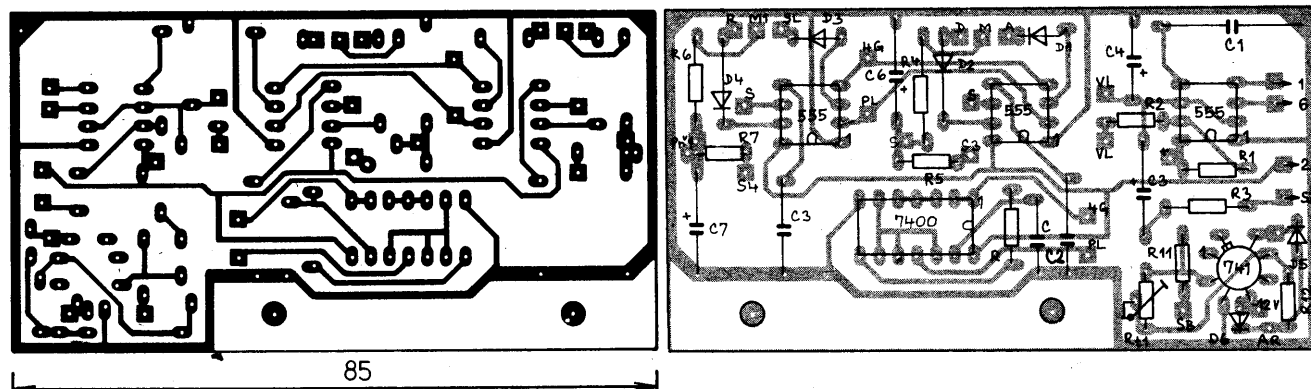
$P_2$	0,22 M $\Omega$ /N
$P_3, P_6, P_9$	10 k $\Omega$ /N
$P_4, P_7$	0,5 M $\Omega$ /G
$P_5, P_8$	2,5 M $\Omega$ /G

##### Kondenzátory

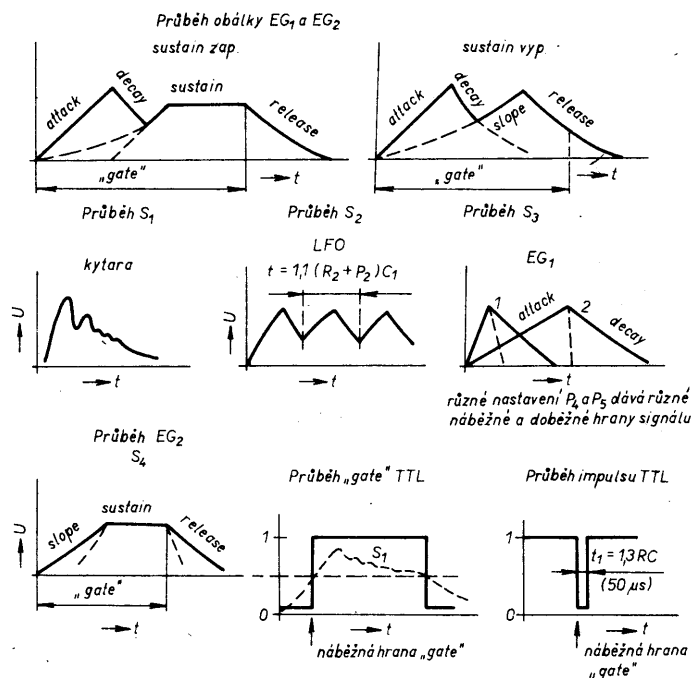
$C_1$ až $C_3$	10 nF, TC 237
$C_4$	5 $\mu$ F/10 V
$C_5$	10 $\mu$ F/10 V
$C_6, C_7$	50 $\mu$ F/10 V
$C$	10 nF, TC 237 (82 nF)

##### Polovodičové součástky

$D_1$ až $D_4$	GA501
$IO_1$	MH7400
$IO_2$ až $IO_4$	555
$IO_5$	741



Obr. 50a. Deska s plošnými spoji KS-3 (deska Z200) pro část zapojení z obr. 50



Obr. 51. Jednotlivé průběhy signálů z obr. 50

Z LFO vychází signál  $S_2$ . Generátor  $EG_1$  vyrábí první obálku signálu z kytary. Náběh a doběh průběhu (obr. 51) lze řídit potenciometry  $P_4$  a  $P_5$ . Výstupní úroveň první obálky ( $S_3$ ) lze regulovat potenciometrem  $P_6$ . Shodně pracuje i  $EG_2$ , vyrábějící druhou obálku signálu z kytary. Tento obvod má však navíc i průběh sustain, což znamená, že doběh signálu (release) se uplatní až po doznění struny (konec signálu „gate“). Signál z  $EG_2$  se řídí potenciometrem  $P_9$  (úroveň),  $P_7$  a  $P_8$  (náběh, doběh) a přepínačem  $P_{r1}$  (sustain).

Signály  $S_1$  až  $S_4$  se spojí za rezistory  $R_8$ ,  $R_9$  a  $R_{10}$  (120 k $\Omega$ ) a vedou se na vstup VCA nebo na napětově řízený filtr (VCF).

Průběhy v klíčových místech obvodu jsou na obr. 51. Impuls TTL má mít šířku 50  $\mu$ s, což zajišťuje odpor rezistoru  $R$  a kapacita kondenzátoru  $C$  v obvodu generátoru impulsů. Signál LFO (jeho kmitočet) lze vypočítat ze vztahu

$$t = 1,1 (R_2 + P_2) C_1, f = 1/t.$$

Pro naše zapojení ze vztahu vyplývá, že mezními kmitočty při minimálním a maximálním odporu odporové dráhy potenciometru  $P_2$  jsou 0,08 Hz a 4 Hz. Kdybychom chtěli kmitočet LFO zvýšit, bylo by třeba změnit

kapacitu kondenzátoru. Pro  $C_1 = 10 \mu$ F jsou mezními kmitočty 0,4 Hz a 19 Hz.

Pokud jde o konstrukční řešení, nejvhodnější je stavět tato zařízení na deskách s plošnými spoji. Příklad zapojení generátoru  $EG$  je na obr. 50a. Na desce jsou vyznačeny i všechny připojovací body a místa, z nichž lze snímat průběhy rozhodujících signálů.

Výhodou zapojení z obr. 50 je i to, že s ním lze úspěšně experimentovat: výstupy z jednotlivých generátorů obálky můžeme vyvést také z bodů před potenciometry  $P_1$ ,  $P_3$ ,  $P_6$  a  $P_9$  a kromě modulu VCA je použit i pro modulaci VCF, phaseru, či některého z digitálních efektů. To vše závisí na fantazii zájemce.

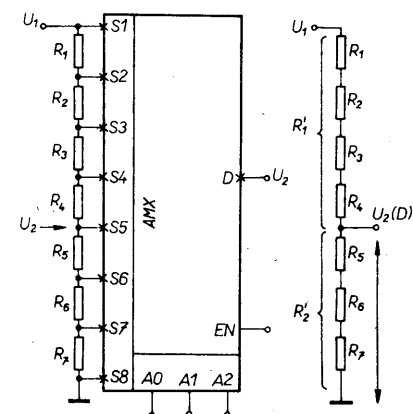
Nastavíme-li generátor  $EG_1$  na velmi pomalý náběh a zařadíme-li za něj klopný obvod s OZ, např. podle OZ<sub>1</sub> na obr. 50, můžeme získat zpožděný průběh „gate 2“; tento signál pak může s nastavitelným zpožděním spouštět další generátory  $EG$ . Blokové schéma a průběhy signálu takového zpožďovacího členu jsou na obr. 52.

Protože spojení všech obálek dá dohromady signál s dosti dlouhým trváním, není obvykle tón z kytary natolik dlouhý, abychom ho mohli signálem obálek modulovat (kromě

tónu zpětné vazby, kterou můžeme udržovat libovolně dlouho). Proto je vhodnější dodávat za tento generátor obálek signál např. z klávesových nástrojů.

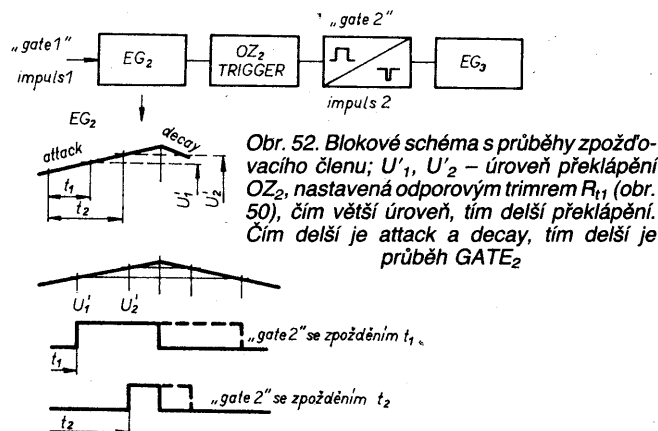
Popsaný generátor obálek s doplňkovými efekty (VCF, phaser, ...) lze použít u klávesových syntezátorů k efektům srovnatelným s efekty ze syntezátorů zahraničních výrobců.

Najde-li se zájemce, toužící po číslicově řízeném generátoru AR – generátoru  $EG$  či po číslicově řízeném syntetizéru, rád bych upozornil na možnost použít „číslcově řízený odpor“. Tvoří ho analogový multiplexer AMX, který pracuje jako odporový dělič. Jeho zapojení je na obr. 53. AMX jako proměnný odpor je na obr. 54.

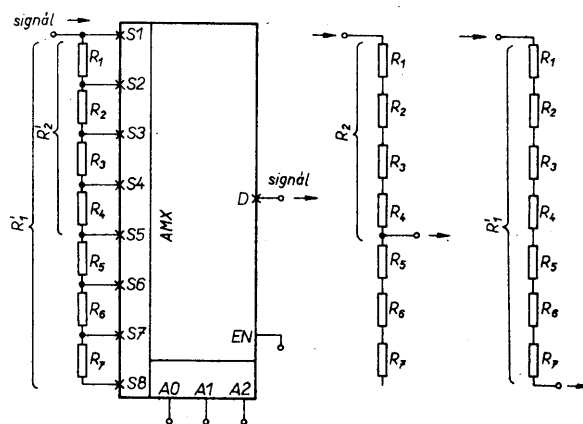


Obr. 53. Zapojení AMX jako odporového děliče

K obr. 53: Pokud na adresovací vstupy přivedeme adresu vstupu  $S_5$ , propojí se tento vstup s výstupem a dostaneme dělič, tvořený rezistory  $R'_1$  a  $R'_2$ . K obr. 54: Pokud na adresovací vstupy přivedeme adresu vstupu  $S_5$ , spojí se tento vstup s výstupem  $D$  a do cesty signálu je zařazen rezistor  $R'_2$  (tj. součet odporů rezistorů  $R_1$  až  $R_4$ ). Pokud bude adresováním propojen výstup  $D$  se vstupem  $S_8$ , zařadí se do cesty signálu odpor všech rezistorů  $R_1$  až  $R_7$  (tj.  $R'_1$ ). Podle potřebného odporu  $R'_1$  lze skládat jednotlivé rezistory různých odporů, navíc můžeme jejich výběrem dosáhnout různých průběhů „potenciometru“ z AMX (lineární, exponenciální, logaritmický), i velmi speciálních. Nevýhodou (asi jedinou) je, že pro vytvoření jednoho takového potenciometru potřebujeme vždy jeden AMX, které jsou u nás ještě



Obr. 52. Blokové schéma s průběhy zpožďovacího členu;  $U'_1$ ,  $U'_2$  – úroveň překlápění OZ<sub>2</sub>, nastavená odporovým trimrem  $R_{t1}$  (obr. 50), čím větší úroveň, tím delší překlápění. Čím delší je attack a decay, tím delší je průběh  $GATE_2$



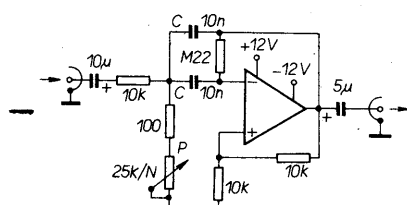
Obr. 54. Zapojení AMX jako proměnného odporu

relativně drahé (MAC08 – 215,- Kčs, MAC16 – 150,- Kčs). Podle potřebných úrovní můžeme použít buď osmi nebo šestnástvstupové multiplexery.

Ještě bych se rád vrátil k využití VCA a EG a VCF. Na vstup VCA je možno připojit také šumový generátor (případně i na vstup VCF), který modulujeme generátorem EG. Potom můžeme imitovat „úderem“ do strun výbuchy, hrom, svištění blesků, vytí meluzíny, přelet proudové stíhačky, mořský příboj, či různé bicí nástroje (tleskače, bonga, pady). Při modulaci šumu signálem o kmitočtu asi 30 Hz vznikne zvuk motorového letadla, zvláště věrný při použití CF (napětově řízeného filtru). S VCF a generátorem EG dosáhneme zvuku bublajícího potůčku, kapek, dopadajících na různé tlumičí povrchy či „čurající“ proud vody. Spojí-li se uvedené zvuky se „stereo chorusem“ či „hallem“ nebo efektem „delay“ (což jsou obměny zpožďovacích zařízení), vzniknou krásné a působivé efekty. Signál z kytary můžeme míchat se zvukem příboje, přebuzenou (metalovou) kytaru se zvukem hromu či víchřice apod.

## Filtry

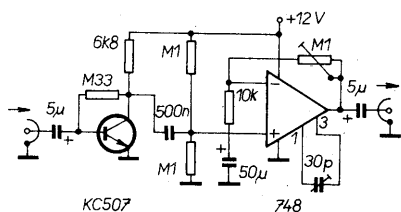
Jsou dalším důležitým článkem kytarových efektů, ať jsou již řízeny ručně nebo napětově. Filtry upravují signál pokud jde o jejich kmitočtové spektrum, přičemž vznikají efekty známé jako „wah-wah“ u kvákadla či známé bubláni či syčení u klávesových „mogů“ či zvuky motorového letadla u „phase-rů“. Na obr. 55 je klasický, ručně ovládaný filtr typu pásmová propust.



Obr. 55. Klasický, ručně ovládaný filtr typu pásmová propust

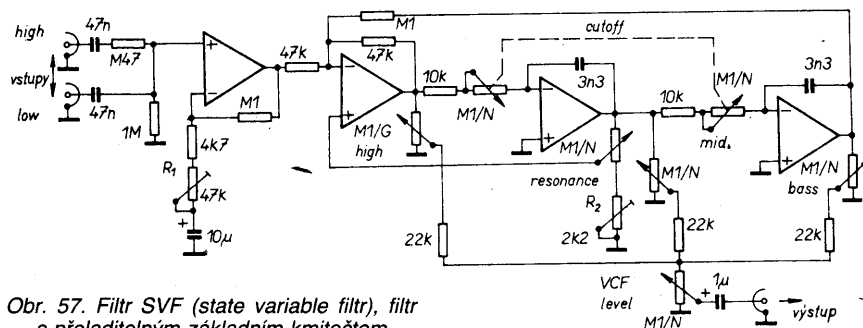
filtru typu pásmová propust. Jak již vyplývá z názvu, filtr propouští jen určitou část kmitočtového spektra příslušného signálu. Změnou kapacit kondenzátorů C a odporu potenciometru P lze měnit rezonanční kmitočet filtru. Filtr na obr. 55 pracuje asi od 3 kHz. Operační zesilovač může být jakýkoli, nejlépe však poslouží typy MAC155 nebo MAA741. S pevnými kondenzátory C lze rezonanční kmitočet filtru měnit změnou nastavení P (filtr se „ladí“).

Velmi vtipné řešení filtru je na obr. 56. Filtr využívá vnější kmitočtové kompenzace ope-



Obr. 56. Vtipné řešení filtru

račního zesilovače typu 748. Přeladování tohoto filtru silně ovlivňuje kmitočtovou charakteristiku. Filtr se přeladuje kondenzátorem trimrem 30 pF. Na stejném principu lze zkonstruovat i jednoduché a jakostní kvádko ke kytarě, aniž bychom museli často vyměňovat opotřebovaný potenciometr. Přeladovací kondenzátor, pokud je umístěn ve vyhovujícím krytu, je prakticky nezničitel-



Obr. 57. Filtr SVF (state variable filtr), filtr s přeladitelným základním kmitočtem

ný; navíc má-li kondenzátor větší kapacitu, stačí pro účinný efekt jen malé otočení hřídele kondenzátoru (v tomto případě např. ladičů ze starých rozhlasových přijímačů).

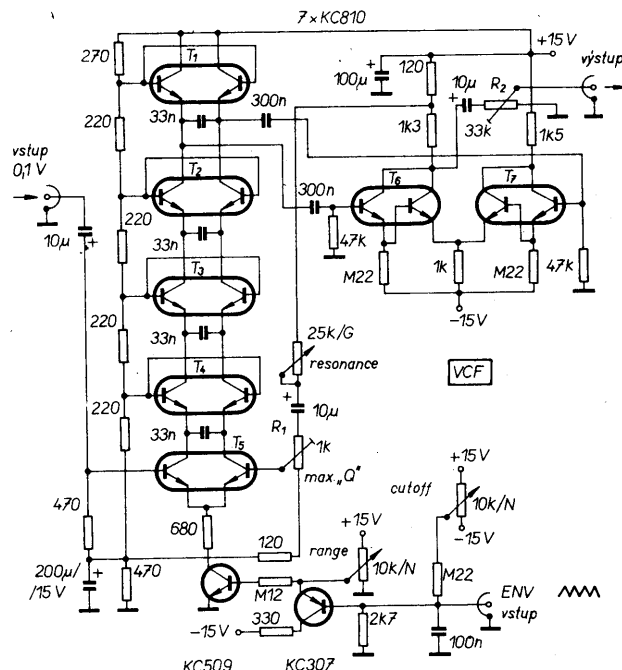
Dalším příkladem častěji používaného filtru je tzv. filtr SVF (State Variable Filter), tedy filtr s přeladitelným základním kmitočtem. Tento filtr se používá u některých kytarových aparatur COMBO zahraničních firem. SVF má dva vstupy, vstup high je pro vstup signálů velkých úrovní, vstup low pro signály s malými úrovněmi (obr. 57). Odporovým trimrem  $R_1$  se nastavuje základní zesílení tak, aby výstupní signál ze SVF nebyl zkreslený. Potenciometry HIGH, MIDDLE a BASS se nastavuje podíl hlubokých, středních a vysokých tónů ve výstupním signálu. Potenciometrem SVF LEVEL se nastavuje velikost výstupního signálu z SVF. Dvojitý potenciometr CUTOFF přeladuje základní rezonanční kmitočet filtru, a to směrem k vyš-

Kdybychom chtěli tento filtr ovlivňovat signálem z generátoru obálky, můžeme místo tandemového potenciometru použít dva fotorezistory, osvětlované jednou svítivou diodou, popř. dva polem řízené tranzistory. Způsob ovlivňování filtru je zcela v rukou případných zájemců o toto zařízení.

Filtr SVF lze osadit jakýmkoli operačním zesilovačem, nejvhodnější jsou typy s velkým vstupním odporem (se vstupními tranzistory J-FET), tedy typy 084, 082, 074, 072, MAC155 až 7, lze však použít i typy 1458 (741). Několikanásobné typy operačních zesilovačů jsou vhodnější z hlediska použití menšího počtu obvodů, které jsou u nás stále ještě velmi drahé.

Pravděpodobně nejdokonalejším filtrem, u něhož lze řídit rozsah přeladění, rezonanční kmitočet a jakost filtru, je tzv. žebříčkový filtr Moog. Filtr pracuje takto (obr. 58): Na zdířku ENV se přivedou signály  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$

Obr. 58. Žebříčkový filtr Moog



ším i nižším kmitočtům, aniž by se měnil poměr jednotlivých kmitočtových složek signálu, daný nastavením potenciometrů HIGH, MIDDLE a BASS. Signál, odpovídající nastavení potenciometrem MIDDLE, lze navíc upravovat potenciometrem RESONANCE – tím lze upravovat jakost Q středových signálů. Při maximálně zdůrazněné „rezonanci“ lze při přeladování filtru potenciometrem CUTOFF získat efekt známý při používání kvákadla. Přivedeme-li signál středových kmitočtů (naladěný na toto kvákání) na booster, získáme zajímavý efekt, jakési „přebuzené kvákání“. Chceme-li vznik tohoto jevu vyloučit, je třeba nastavit odporovým trimrem  $R_2$  emphasis (rezonanci) tak, aby se při minimální rezonanci toto „kvákání“ při přeladování neprojevovalo. Tím je zajištěna správná činnost RESONANCE v celém rozsahu (od maxima do minima).

a  $S_4$  z generátoru EG (obr. 50). Potenciometry CUTOFF se pak mění napětí, v kterém se filtr přeladuje v celém spektru slyšitelných kmitočtů. Potenciometrem RANGE určujeme horní možnou mez, po níž lze filtr signálem z EG přeladit. Jakost filtru se ovlivňuje potenciometrem RESONANCE a odporovým trimrem „max. Q“. Potenciometrem se ovlivňuje rezonance filtru nezávisle na naladěném kmitočtu. Odporovým trimrem  $R_1$  se vlastně určují maximální možné změny signálu potenciometrem RESONANCE.

Protože na nastavení  $R_1$  závisí do značné míry vlastnosti filtru, je vhodné jeho nastavení věnovat patřičnou pozornost. Ideálně se

$R_1$  nastavuje takto: Potenciometr RESONANCE nastavíme na maximální jakost filtru, což se projeví nejintenzivnějším „kvákáním“ při otáčení hřídelem potenciometru CUTOFF. Odporový trimr pak nastavujeme tak dlouho, až se filtr samovolně rozkmitá na rezonančním kmitočtu. Potenciometrem RESONANCE máme nyní možnost regulovat jakost filtru od nulové (filtr propouští celý signál beze změny) až po maximální (filtr se samovolně rozkmitává v rytmu kmitočtu signálu z generátoru EG). Přivedeme-li na rozkmitaný filtr modulační signál o kmitočtu 4 Hz (na zdířku ENV), vzniká typický bublavý hvízdot, známý ze syntezátoru MOOG. Odporovým trimrem  $R_2$  se nastavuje vhodné výstupní napětí z filtru.

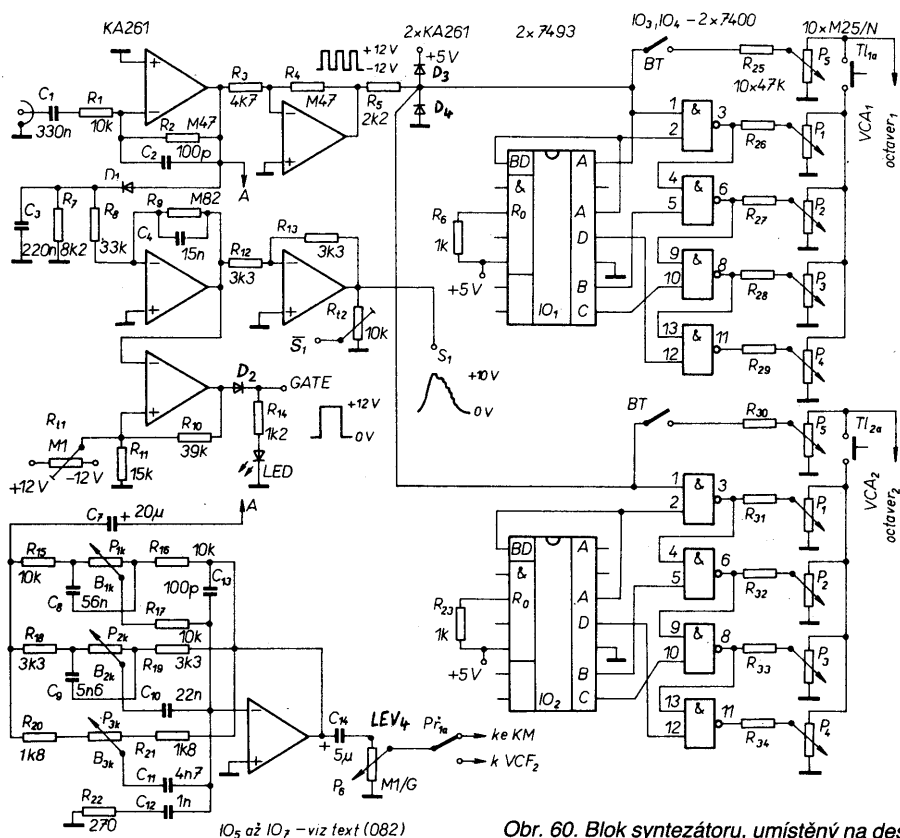
### Jednoduchý kytarový syntezátor

Ze zapojení, která byla dosud uvedena, lze sestavit jednoduchý kytarový syntezátor, který uspokojí i náročné uživatele. Tímto přístrojem lze dosáhnout nejen výsledného zvuku, jaký mají „klasické“ nástroje, ale i vytvářet různé zvukové „kreace“. Syntezátor bude obsahovat: dva kmitočtové expander, řízené společným signálem (avšak s nezávislými výstupy), dodávající signály 4 oktáv (směrem k nízkým kmitočtům) pravouhlého průběhu, generátor šumu, 3 generátory obálek, obsluhující oba expander i generátor šumu, 3 VCF, obsluhované generátory EG a filtrující signály expanderů a generátoru šumu, a konečně kruhový modulátor. Protože jde o analogový syntezátor, nemáme možnost přeladovat kmitočty expanderů, můžeme pouze před vstup druhého expanderu zařadit děličku, která posune (směrem dolů) kmitočty o určitý interval, nebo do syntezátoru zařadit VCO (napětím řízený oscilátor), s nímž však bývají u těchto zařízení problémy vzhledem k nestabilitě kmitočtu při dozívání signálu ze struny.

Popsaný syntezátor produkuje zvuky srovnatelné s některými zvuky syntezátoru KORG Poly 800.

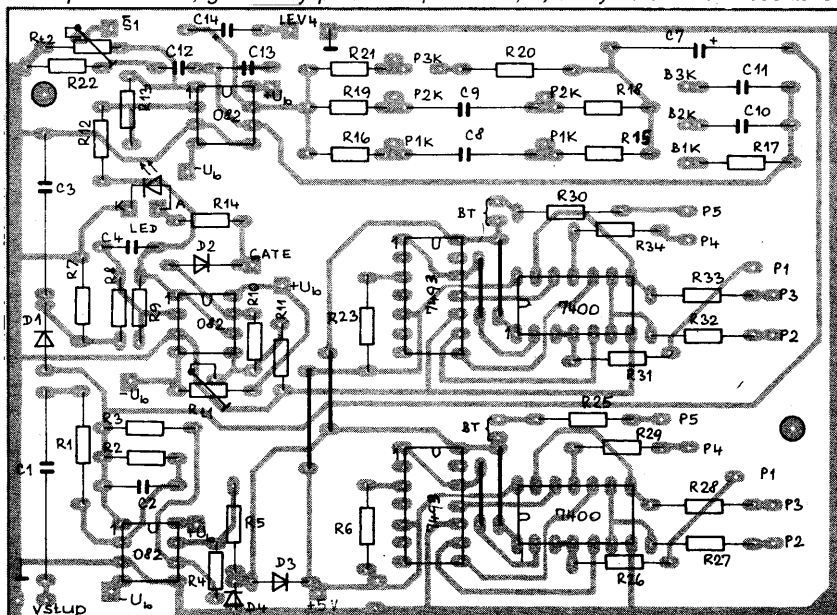
Na závěr tohoto článku uvedu některé kombinace úrovní jednotlivých dílů syntezátoru, imitující nebo vyrábějící zajímavé zvuky či nástroje.

Zařadíme-li za tento syntetizér (syntezátor) obvody pro digitální efekty (delay, chorus, harmoniser), získáme kvalitní „nástroj“, velmi vhodný i k experimentování. Vzhledem k velkému počtu nastavovaných prvků by bylo samozřejmě lepší, kdyby bylo možné parametry přístroje nastavovat pomocí dříve uvedených číslicově řízených potenciometrů. Pak by se parametry určitých zvuků zakodovaly pod určité číslo (adresu) a to by se uložilo do paměti počítače či na disketu. Tento způsob zapojování obvodů ovšem

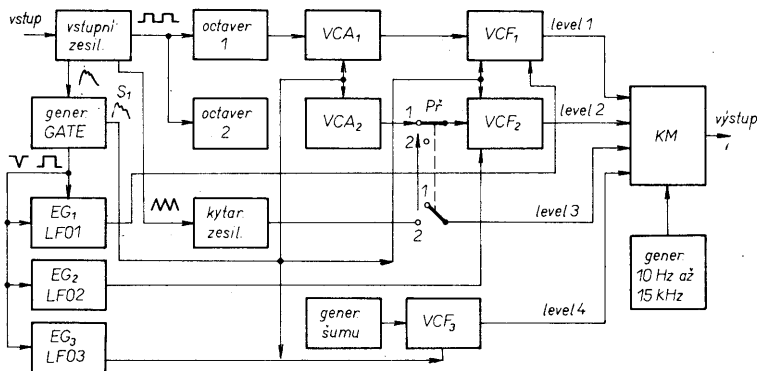


Obr. 60. Blok syntezátoru, umístěný na desce s plošnými spoji KS-1 (deska Z201)

– vstupní zesilovač, generátory průběhů  $S_1$  a GATE, kytarový korektor a dvouoktávové děliče



Obr. 60a. Deska s plošnými spoji pro zapojení z obr. 60 (Z201)

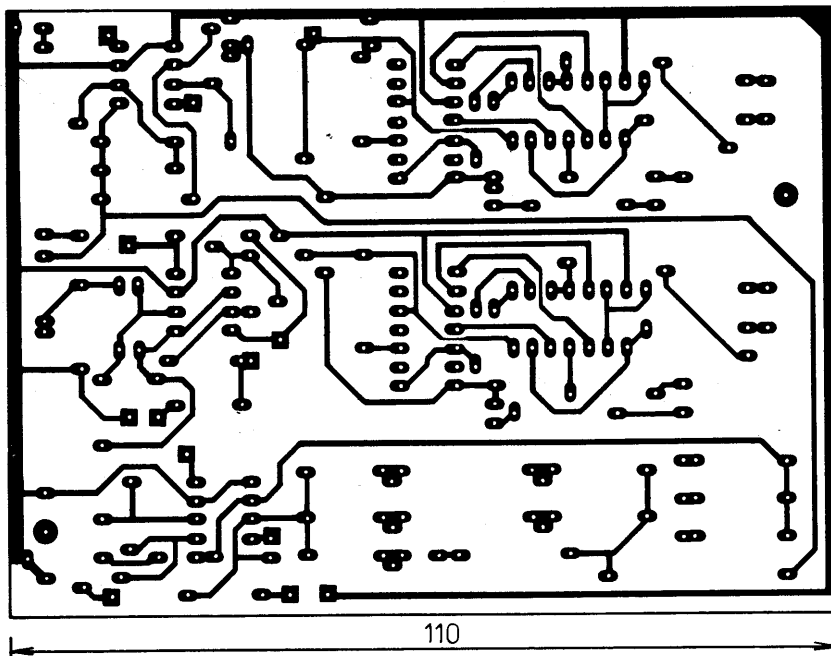


Obr. 59. Blokové schéma syntezátoru

vyžaduje již nejen značnou praxi, ale i dobré znalosti v oboru hardware i software počítačů – což bohužel není můj obor. Proto by se zájemce asi neobešel bez konzultací s odborníkem.

Jednotlivé bloky syntezátoru lze samozřejmě kombinovat, přidávat či ubírat, vše podle potřeby hudebníka. Proto uvedu možné díly syntezátoru jednotlivě i s deskami s plošnými spoji – z nich si bude pak každý moci vybrat přístroje nebo obvody podle potřeby.

Blokové schéma syntezátoru je na obr. 59. Vstupní zesilovač upravuje signál pro obě děličky (octavery), kytarový zesilovač a generátory obálek. Generátory obálek EG<sub>1</sub>, až EG<sub>3</sub>, spouštěné buď signálem z kytary nebo LFO, modulují VCF<sub>1</sub> až VCF<sub>3</sub> (napětím říze-



Seznam součástek bloku podle obr. 60

Kondenzátory

C <sub>1</sub>	330 nF, TC 181 (TGL)
C <sub>2</sub>	100 pF, TK 764
C <sub>3</sub>	220 nF, TC 181 (TGL)
C <sub>4</sub>	15 nF, TK 756
C <sub>5</sub> , C <sub>6</sub>	nepoužity
C <sub>7</sub>	20 µF/15 V
C <sub>8</sub>	56 nF, TC 181
C <sub>9</sub>	5,6 nF, TC 237
C <sub>10</sub>	22 nF, TC 237
C <sub>11</sub>	4,7 nF, TC 237
C <sub>12</sub>	1 nF, TGL ...
C <sub>13</sub>	100 pF, TK 754
C <sub>14</sub>	5 µF/15 V

Rezistory TR 151

R <sub>1</sub>	10 kΩ
R <sub>2</sub> , R <sub>4</sub>	0,47 MΩ
R <sub>3</sub>	4,7 kΩ
R <sub>5</sub>	2,2 kΩ
R <sub>6</sub>	1 kΩ
R <sub>7</sub>	8,2 kΩ
R <sub>8</sub>	33 kΩ
R <sub>9</sub>	0,82 MΩ
R <sub>10</sub>	39 kΩ
R <sub>11</sub>	15 kΩ
R <sub>12</sub> , R <sub>13</sub>	3,3 kΩ
R <sub>14</sub>	1,2 kΩ
R <sub>15</sub> až R <sub>17</sub>	10 kΩ
R <sub>18</sub> , R <sub>19</sub>	3,3 kΩ
R <sub>20</sub> , R <sub>21</sub>	1,8 kΩ
R <sub>22</sub>	270 Ω
R <sub>23</sub>	1 kΩ
R <sub>25</sub> až R <sub>34</sub>	47 kΩ

Potenciometry (pro oba octavery) a odporové trimry

P <sub>1</sub> až P <sub>5</sub>	10 × 0,22 MΩ/N, TP 640
P <sub>1k</sub> , P <sub>2k</sub>	0,1 MΩ/N, TP 160
P <sub>3k</sub>	0,5 MΩ/N, TP 160
R <sub>11</sub>	0,1 MΩ, TP 041 (095)
R <sub>12</sub>	10 kΩ, TP 041 (095)

Polovodičové součástky

D <sub>1</sub> až D <sub>4</sub>	KA261
D <sub>5</sub>	LED (např. LQ110)
IO <sub>1</sub> , IO <sub>2</sub>	MH7493
IO <sub>3</sub> , IO <sub>4</sub>	MH7400
IO <sub>5</sub> až IO <sub>7</sub>	TL082 (MA1458)

né filtry), přičemž každý generátor obálky moduluje „svůj“ signál, tedy octaver 1 a 2 a generátor šumu. Současně generátor GATE vyrábí signál S<sub>1</sub>, který ovlivňuje VCA<sub>1</sub> a VCA<sub>2</sub>, pevně nastavené na dozívání signálu z kytary. Čistý signál z kytary lze také ovlivňovat filtrem VCF<sub>2</sub> (místo octaveru 2), přepínačem lze přepnout na vstup VCF<sub>2</sub> buď

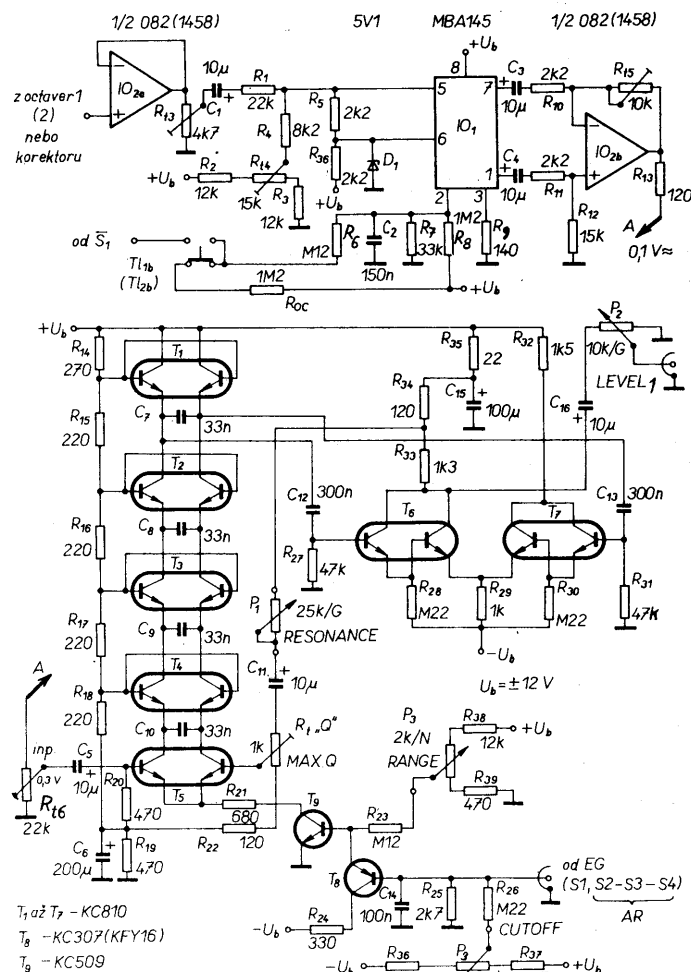
kytarový zesilovač (korektor) nebo octaver 2. Všechny čtyři signály, octave 1, octave 2, kytarový zesilovač a generátor šumu se směšují na vstupu kruhového modulátoru KM, kde je možno signál modulovat jiným signálem o kmitočtu 10 Hz až 15 kHz, tedy vytvářet zvukové kreace podobné znění kovových předmětů. Odtud jde pak signál na výstup.

První konstrukční blok syntezátoru je na obr. 60, skládá se ze vstupního zesilovače, generátoru signálu S<sub>1</sub> a GATE, obsluhujících generátorů EG, z kytarového korektoru a z dvou oktávových děličů, produkujících jednotlivé oktávy tónu pro octavery. Vlastní octavery jsou složeny z IO MH7400, 7493 a z potenciometrů P<sub>1</sub> až P<sub>10</sub>. Tlačítka T<sub>1</sub> a T<sub>2</sub> můžeme vyřadit z činnosti děličů. Na výstup pak postupuje pouze signál z R<sub>25</sub> (tedy booster). Přepínačem P<sub>1a,b</sub> se připojuje výstup kytarového korektoru buď k VCF<sub>2</sub> (místo octaveru 2) nebo na kruhový modulátor.

Deska s plošnými spoji tohoto bloku (KS-1) je na obr. 60a.

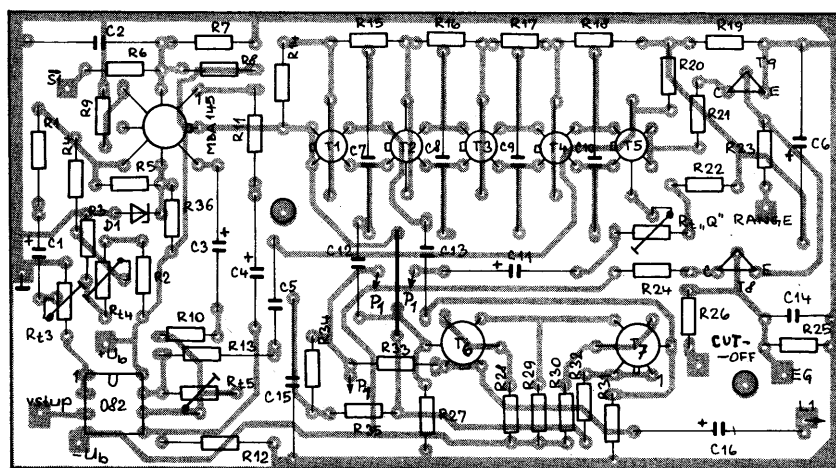
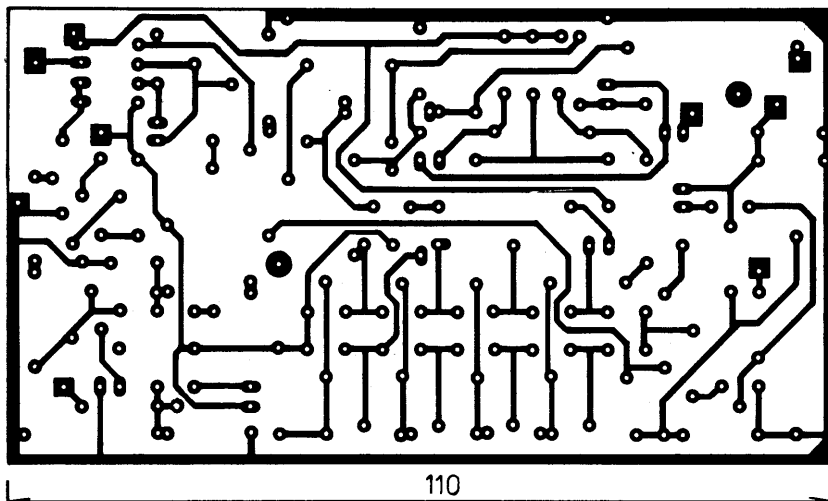
Dalším blokem syntezátoru je napěťově řízený zesilovač 1 (VCA<sub>1</sub>) a napěťově řízený filtr (VCF<sub>1</sub>), shodný s blokem VCA<sub>2</sub>, VCF<sub>2</sub> na obr. 61.

Parametry napěťově řízeného zesilovače se pevně nastavují trimry R<sub>14</sub>, R<sub>13</sub> a R<sub>15</sub>. Zesilovače VCA<sub>1</sub> (VCA<sub>2</sub>) nastavujeme při maximálním signálu z octaveru tak, aby se při zmenšení signálu z kytary pod mez, kdy ještě octaver produkuje průběhy TTL, zmenšila hlasitost signálu z VCA na minimum. Tím zabráníme průniku nespojitých signálů na výstup VCA. Odporovým trimrem R<sub>14</sub> se ur-

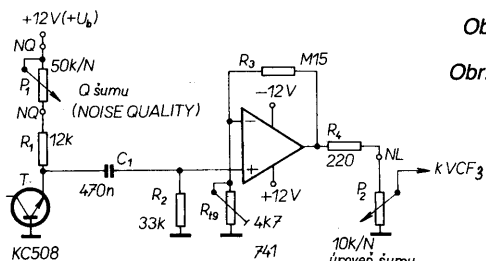


Obr. 61. Blok syntezátoru, umístěný na desce s plošnými spoji KS-2 (deska Z202) – napěťově řízený zesilovač a filtry



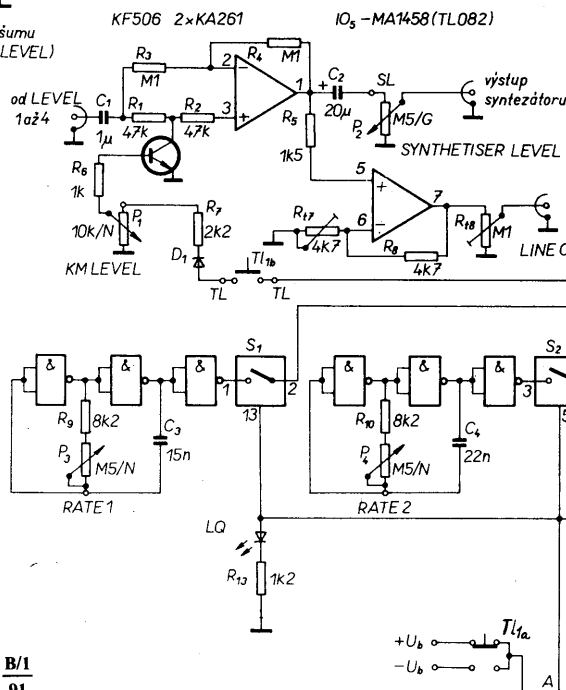
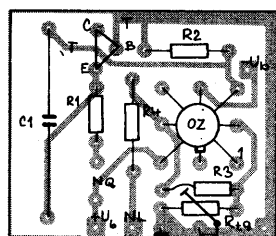
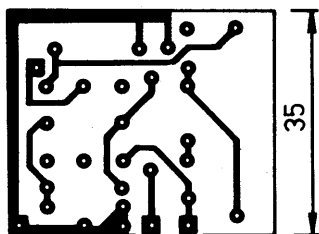


Obr. 61a. Deska s plošnými spoji pro zapojení z obr. 61 (Z203) (místo  $C_5$  jsem použil  $R_{16}$ ;  $C_5$  je přemístěn, nejlépe pod  $T_4$ )



Obr. 62. Generátor šumu pro syntezátor

Obr. 62a. Deska s plošnými spoji KS-5 (deska Z204) zapojení z obr. 62



Obr. 63. Kruhový modulátor syntezátoru

## Seznam součástek

### Generátor šumu (deska KS-5)

#### Rezistory (TR 151)

$R_1$	12 k $\Omega$
$R_2$	33 k $\Omega$
$R_3$	0,15 M $\Omega$
$R_4$	220 $\Omega$
$R_{19}$	4,7 k $\Omega$ , odporový trimr TP 040 (095)

#### Kondenzátory

$C_1$	470 nF, TC 181 (TGL)
-------	----------------------

#### Potenciometry

$P_1$	50 k $\Omega$ /N, TP 160
$P_2$	10 k $\Omega$ /N, TP 160

#### Polovodičové součástky

T	KC508
OZ	MAA741

### Modulátor + výstupní zesilovač (deska KS-4)

#### Rezistory (TR 151)

$R_1, R_2$	47 k $\Omega$
$R_3, R_4$	0,1 M $\Omega$ , 1%
$R_5$	1,5 k $\Omega$
$R_6$	1 k $\Omega$
$R_7$	2,2 k $\Omega$
$R_8$	4,7 k $\Omega$
$R_9$ až $R_{12}$	8,2 k $\Omega$
$R_{13}$	1,2 k $\Omega$

#### Odporové trimry

$R_{17}$	4,7 k $\Omega$ , TP 040 (095)
$R_{18}$	0,1 M $\Omega$ , TP 040 (095)

#### Potenciometry

$P_1$	10 k $\Omega$ /N, TP 160
$P_2$	0,5 M $\Omega$ /G, TP 280
$P_3$ až $P_6$	0,5 M $\Omega$ /N, TP 160

#### Kondenzátory

$C_1$	1 $\mu$ F, TC 215
$C_2$	20 $\mu$ F/15 V
$C_3$	15 nF, TC 237
$C_4$	22 nF, TC 237
$C_5$	33 nF, TC 237
$C_6$	47 nF, TC 237

#### Polovodičové součástky

$D_1$	KA261
LED	LQ110 i jiné typy
$IO_1$ až $IO_3$	4011
$IO_4$	4066
$IO_5$	MA1458 (TL082)
$IO_6$	4030

čuje mez zesílení VCA tak, aby výstupní signál na VCF<sub>1</sub> (VCF<sub>2</sub>) nebyl zkreslen. Trimrem „max. Q“ nastavujeme začátek samovolného kmitání VCF při potenciometru RESONANCE na maximum, potenciometrem LEVEL<sub>2</sub> (LEVEL<sub>2</sub>) absolutní velikost signálu z celého bloku octaver-VCA-VCF. VCA<sub>1</sub> i VCA<sub>2</sub> jsou řízeny signálem S<sub>1</sub>. Potenciometry RANGE a CUTOFF – jejich činnost jsem popsal již v předchozím textu. T<sub>1</sub> až T<sub>7</sub> jsou dvojité tranzistory KC810.

Celý blok je na desce s plošnými spoji podle obr. 61a.

Dalším blokem syntezátoru je generátor šumu na obr. 62. Šumový signál se získává zesílením šumu přechodu báze-emitor běžného tranzistoru KC508. Šum přechodu se zesiluje operačním zesilovačem typu 741. Zesílení signálu je nastaveno na zvolenou mez odporovým trimrem R<sub>19</sub>. VCF<sub>3</sub> (napěťově řízený filtr), zařazený za tento generátor šumu, je shodný s VCF<sub>1</sub>, VCF<sub>2</sub>. Z VCF<sub>3</sub> se pak odebírá signál o úrovni LEVEL<sub>3</sub>.

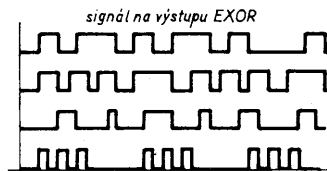
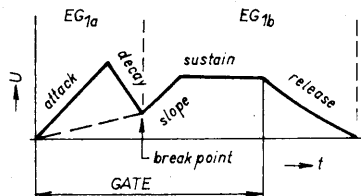
Jakost a zabarvení šumu generovaného obvodem podle obr. 62 určuje nastavení potenciometru Q ŠUMU (Noise quality). Přes tento potenciometr je napájen tranzistor, potenciometr je zapojen jako proměnný odpor.

Signály LEVEL<sub>1</sub> až LEVEL<sub>4</sub> jsou na konec smíchány a pokračují na společný modulátor KM, v němž jsou buď modulovány kruhovými modulátorem nebo procházejí na výstup beze změny. Jsou-li modulovány, má výsledný zvuk „kovový“ charakter (úder do tyče nebo sklenice). Schéma kruhového modulátoru je na obr. 63.

Deska s plošnými spoji generátoru šumu je na obr. 62a, deska s plošnými spoji kruhového modulátoru je na obr. 63a.

Tlačítkem T<sub>1</sub> se vyřazuje z činnosti modulační signál. Přepne-li se T<sub>1a</sub> na –U<sub>b</sub>, rozpojí T<sub>1b</sub> výstup EXOR od D<sub>1</sub>. Potenciometry RATE 1 až RATE 4 můžeme určit rezonanční kmitočty jednotlivých generátorů, potenciometr KM LEVEL určuje intenzitu modulace signály oscilátorů. Hradla EXOR (4030) vytvářejí ze signálů RATE signály nejrušnějších průběhů. Některé z těchto průběhů jsou na obr. 64. Neobvyklý tón vznikne smíšením ovlivněného a neovlivněného signálu.

Posledním blokem syntezátoru jsou generátory EG (envelope generator), tedy generátory obálky. Všechny generátory EG jsou řízeny jedním signálem GATE z desky KS-1. Základní průběhy signálu z tohoto generátoru jsou na obr. 64. Část impulsu „attack“ (náběh) a „decay“ (pokles, doběh) je generována časovačem EG<sub>1a</sub>. „Break point“ (bod zlomu, úniku) určuje okamžik, kdy prů-



Obr. 64. Základní signály generátoru obálky a jejich průběhy

běh „slope“ (svah) začíná nahrazovat konec zmenšujícího se „decay“. Tento bod lze určit nastavením celkové úrovně signálu z EG<sub>1b</sub> a úrovněmi částí impulsu „decay“ a „slope“. Sustain představuje stálou úroveň impulsu, definovanou signálem GATE. Jakmile zmizí signál GATE (log. 0), skončí „sustain“ a začne „release“ (pokles), který celý impuls ukončí. Celý průběh impulsu lze i měnit (zvlnit) přivedením signálu z LFO (pomaloběžného oscilátoru) trojúhelníkovitého průběhu. Sustain lze zapojit spínačem SUSTAIN. Pokud sustain vypneme, navazuje část impulsu „release“ přímo na „slope“, nezávisle na signálu GATE. Sustain lze použít nejlépe s klávesovým syntezátorem. Rád bych upozornil, že spínač sustain-off pracuje jen u signálů s kratším náběhem. U déletrvajících náběhů se C<sub>6</sub> (C<sub>7</sub>) nikdy nenabije na napětí potřebné pro přepnutí časovače na log. 0.

Dvojité přepínač TRIG MODE umožňuje nastavit ovlivňování EG buď pomocí LFO, který je pak startován signálem GATE z kytary a cyklicky spouští signály EG<sub>1a</sub>, EG<sub>1b</sub>, nebo signálem přímo z kytary; přičemž LFO kmitá samovolně a jeho signál se přičítá k ostatním signálům.

Shodné je i zapojení EG<sub>2</sub> a EG<sub>3</sub>. Schéma generátoru EG bylo uvedeno na obr. 50, deska s plošnými spoji na obr. 50a.

Jako ovládací potenciometry syntezátoru jsem zvolil typy TP 160. Jsou menších rozměrů, můžeme je tedy umísťovat na ovládacím panelu blízko u sebe. Tahové potenciometry jsem zvolil pouze pro regulaci oktav u octaverů 1 a 2. Tento způsob ovládání je výhodný z důvodů lepší přehlednosti při volbě oktav. Nevýhodou je u tahových potenciometrů nutnost vypilovat drážky u panelu, což je bez použití speciální frézy dosti pracné. Octavery jsou z činnosti vyřazovány nožními spínači, nožními spínači se připojuje i kruhový modulátor a vnější signál GATE. Návrh čelního panelu syntezátoru je na obr. 65.

Ovládací prvky jsou umístěny podle toho, jak se tvoří tón, zleva doprava a shora dolů,

tedy nejprve první expander a generátor EG<sub>1</sub> s VCF<sub>1</sub>, totéž dvakrát, pak zesilovač kytary (korektor), šumový generátor a modulátor KM. Výstup „line out synthesizer“ má výstupní napětí 100 mV. Tento výstup lze zhotovit jako „stereofonní“ nebo vyvést na pětilinkovou zásuvku signály LEVEL 1 a 4 zvlášť ještě před smícháním.

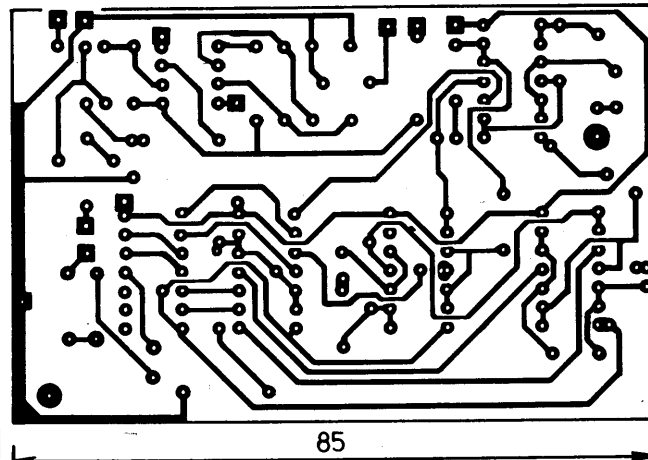
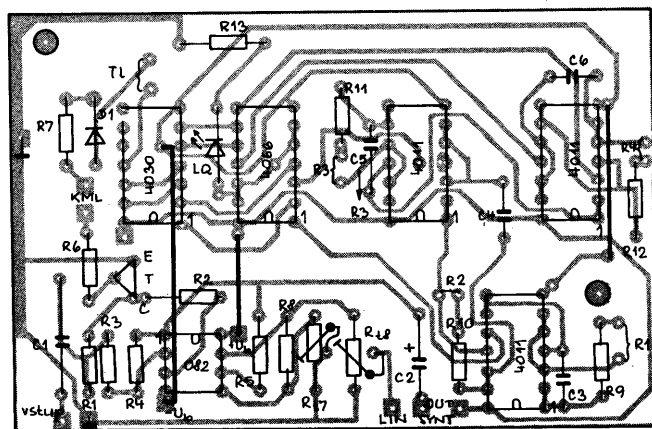
Některé získatelné zvukové barvy jsou v tab. 1.

Ještě k součástkám: u syntezátoru jsem použil jako operační zesilovače typy MA1458 nebo TL082 (084) – podle toho, co bylo právě na trhu. Seženete-li však čtyřnásobné operační zesilovače, bude třeba upravit desku s plošnými spoji, neboť ta je navržena pro dvojité OZ. Všechny OZ jsou napájeny napětím  $\pm 12$  V, tedy souměrným, číslicové obvody napětím 5 V. Místo číslicových obvodů TTL lze použít i obvody MOS řady 4000, podstatně se tím zmenší odběr proudu. V takovém případě by bylo možno zrušit zdroj 5 V a celý přístroj napájet napětím 12 V. To by však vyžadovalo opět upravit nebo znovu navrhnout desky s plošnými spoji.

Jednotlivé desky s plošnými spoji jsou pro snadnou montáž opatřeny pájecími očky, která lze občas zakoupit v prodejnách Domácích potřeb. U každého oka je na desce příslušný symbol (Centroxifem). Desky s plošnými spoji jsou „usazeny“ na distanční sloupky z druhé strany subpanelu. Ze strany plošných spojů vedou přírady k potenciometrům. Vrchní část s pájecími očky slouží k měření. Uspořádání je zřejmé z obr. 66.

Přístup k měřicí straně je ze spodu syntezátoru pod odklápecím víkem („pantíky“). Tak jsou umístěny v přístroji všechny desky s plošnými spoji. Tato koncepce je ovšem pouze jednou z možných, desky by bylo možno např. i umístit do levných klávesových hraček typu Vermona či Delicia a tak z nich zhotovit kvalitní syntezátory.

Zdroj napětí pro syntezátor jsem zvolil jako externí, napětí  $\pm 12$  V se do přístroje přivádí ze zdířek na zadním panelu, uvnitř



Obr. 63a. Deska s plošnými spoji KS-4 (deska Z205) pro zapojení z obr. 63 (jako R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub>, R<sub>4</sub> jsou označeny P<sub>3</sub> až P<sub>6</sub>, tedy RATE 1 až 4)

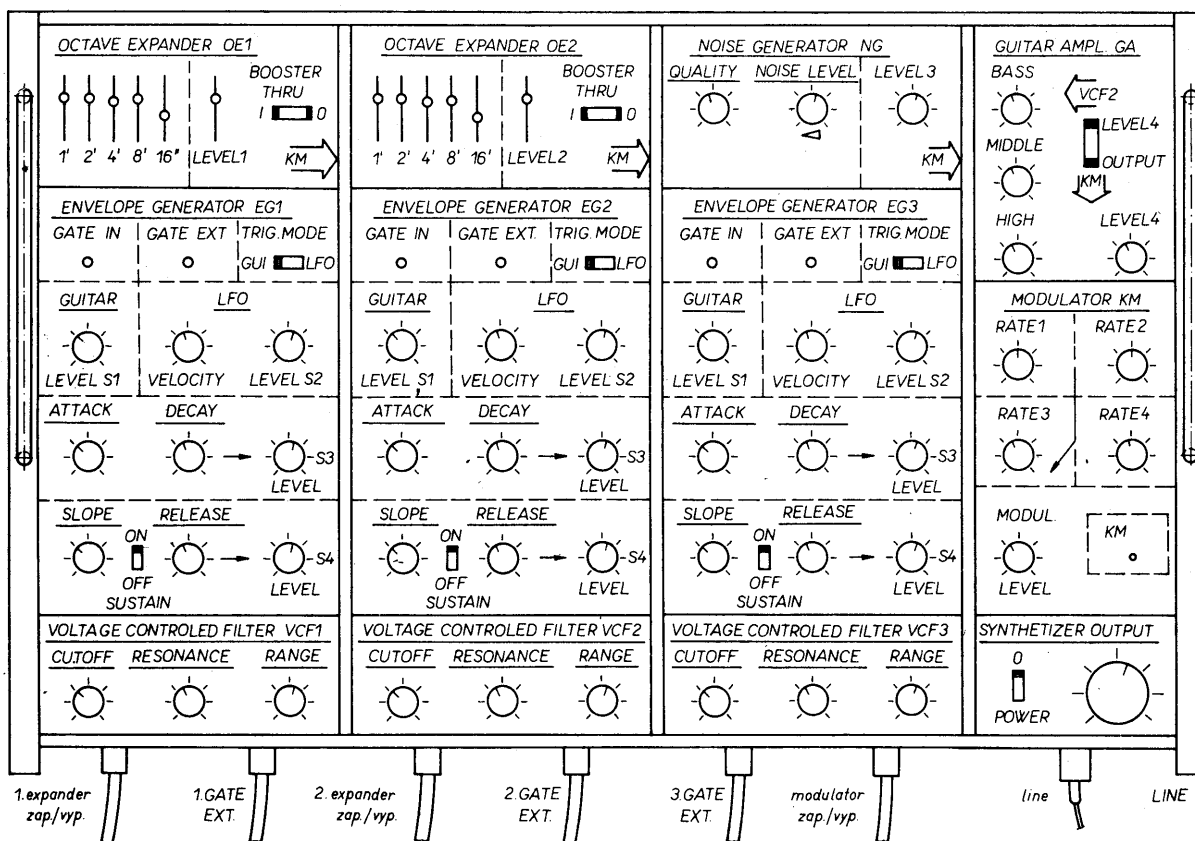
Tab. 1. Některé zajímavé zvukové barvy, dosažitelné při použití kytarového syntezátoru

[illegible]

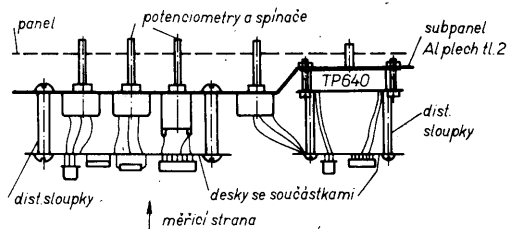
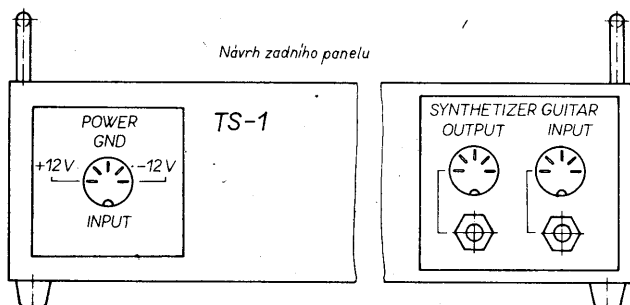
Použivatel může samozřejmě měnit parametry přístroje podle svého vkusu. Kovové znějící tóny modulujeme kruhovým modulátorem a přidáme více šumu (činely), dutě znějící zvuky mícháme poměrem oktáv od nehlubší k nejvyšší,  $16/2 = 32/1$ , čím nižší oktáva, tím větší úroveň. Za syntezátor je nejvhodnější zapojit chorus a delay.

LEV ... LEVEL, CUT ... CUTOFF, RES ... RESONANCE, RAN ... RANGE, Q ... QUALITY, NL ... NOISE LEVEL, ATT ... ATTACK, DEC ... DECAY, SL ... SLOPE, VEL ... VELOCITY

Zvukové „hlasy“ označené tečkou, jsou nejvhodnější pro zapojení syntezátoru ke klávesovému nástroji.



**Obr. 65. Příklad uspořádání čelního a zadního panelu syntezátoru**



Obr. 66. Příklad umístění desek se součástkami

přístroje se stabilizátorem MA7805 odvozuje napětí 5 V pro obvody TTL. Celý zdroj by bylo samozřejmě možné umístit i do syntezátoru, dostatek místa by byl např. pod subpanelem octaver 2. Pak bych však doporučil dobře odstinřit síťový transformátor a celý přístroj dobře uzemnit. Napětí 220 V je

třeba přivádět trojitou síťovou šňůrou (tedy přivést i tzv. nulák) a do zadní části panelu přidat zdíčky pojistek.

## Digitální efekty

Mezi dnes nejvíce používané efekty patří efekty digitální. Přístroje pro digitální efekty jsou v zahraničí velmi levné a ve většině případů i jakostní. Mezi nejznámější digitální efekty patří např. delay-reverb, chorus, flanger, pitch-shifter nebo různé harmonisery či vocodery. Podstata všech těchto přístrojů je zhruba shodná: signál z kytary (nebo jiného nástroje) se vzorkuje („samluje“) do paměti a z ní je potom pomocí různých „smyček“ a speciálních obvodů „čten“ s určitým zpožděním (delay-reverb), nebo se čte zápis z paměti z různých míst, několikrát za sebou či pozpátku. Vznikají tak známé „koktavé“ efekty, známé z různých nahrávek rapových skupin či skupin House-music.

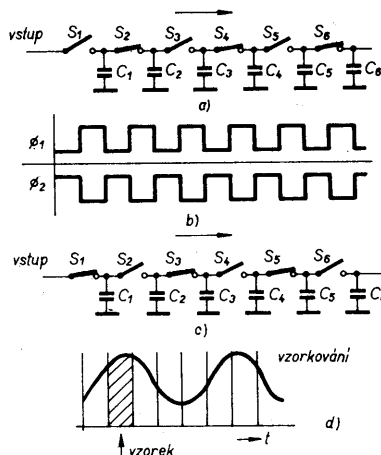
Zvláštností posledně jmenovaných zapojení je, že jestliže se zvyšuje nebo snižuje kmitočet signálu (tedy přeladuje) v důsledku rychlejšího nebo pomalejšího čtení zápisu v paměti, vzniká jev, známý u gramofonových desek, které přehráváme jinou rychlostí, než jakou byl na nich záznam pořízen. Vzniká tedy určitý kmitočtový posuv směrem nahoru či dolů; ten posluchači prozradí, že výsledného zvuku bylo dosaženo uměle.

V dalším textu si popíšeme základní principy zpracování signálu z analogového „delaye“, což je přístroj, na jehož principu pracují všechny digitální efekty. Delay zpožďuje signál tím, že ho na vstupu navzorkuje a jednotlivé vzorky postupně připojuje na vstup posuvného registru. Posuvný registr jednotlivé vzorky posouvá v rytmu hodinového (taktovacího) kmitočtu na výstup registru, ovšem s určitým zpožděním, daným dobou průchodu přes registr. Čím více buněk má registr, tím déle trvá průchod signálu registrem a tedy tím delší je zpoždění výstupního signálu neboli „ozvěna“, delay, způsobená tímto obvodem. Jednotlivé vzorky signálu se v registru přemísťují v podobě různé velikosti nábojů na kondenzátorech (zjednodušeně pro lepší pochopení) pomocí přepínačů – tak vzorky postupují na výstup. Tam se opět skládá z těchto vzorků signál, který se vyhladí dolní propustí. Je-li např. vzorkovací kmitočet 1 kHz a počet buněk v registru 1024 (1 kilobite), bude doba zpoždění vstup–výstup poměrem těchto veličin

$$\tau_{sp} = \frac{1024}{2 \text{ kHz}} \approx 0,50 \text{ s.}$$

Do jmenovatele zlomku se zapisuje dvojnásobek vzorkovacího kmitočtu, neboť při jednom vzorkovacím impulsu se přepojí vzorek pouze na sudé a teprve pak na liché kondenzátory, propojí se tedy vždy dva a dva sousední kondenzátory. Pro toto střídavé přepojování jsou třeba hodinové impulsy vzájemně fázově otočené.

Na obr. 67 je znázorněno posouvání náboje směrem na výstup a vzorkování signálu. Důležité je, aby byl průběh ovzorkován alespoň třikrát za půlvinu – zabrání se tím intermodulačnímu zkreslení. Liché spínače na obr. 67a, S<sub>1</sub>, S<sub>3</sub> atd. jsou řízeny hodinovým signálem  $\phi_2$  v opačné fázi (obr. 67b). V okamžiku, kdy má hodinový impuls  $\phi_1$  logickou úroveň 0, jsou liché spínače rozpojeny a sudé sepnuty ( $\phi_2$  má úroveň log. 1). Na C<sub>1</sub> a C<sub>2</sub> je tedy stejný náboj (obr. 67a). Při další půlvině hodinového signálu je  $\phi_1 = \text{log. 1}$  a  $\phi_2 = \text{log. 0}$ , proto se náboj, který byl na C<sub>1</sub> a C<sub>2</sub>, přemísť na C<sub>3</sub> a na C<sub>1</sub> se přemísť další vzorek ze vstupu (obr. 67c).

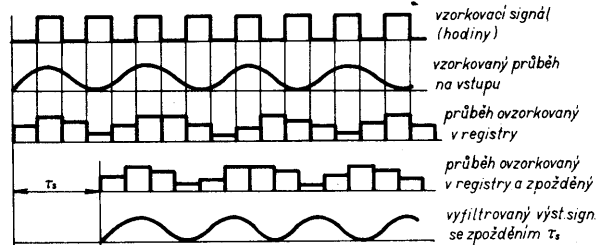


Obr. 67. Posouvání náboje a vzorkování signálu; a – spínače jsou řízeny hodinovými signály podle obr. b, c – stav pro další půlvinu, d – vzorkování signálu

Spínače v registrech jsou zhotoveny technologií FET, proto na nich nevznikají téměř žádné ztráty signálu (napětí vzorku se nemění). Kondenzátory v registru mají kapacitu řádu v monolitických integrovaných obvodech.

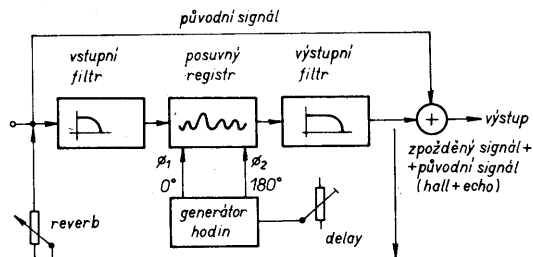
Názorně je vidět zpoždění signálu průchodem registrem na obr. 68.

Obr. 68. Znázornění průběhů zpoždění



Blokové schéma efektu delay je na obr. 69. Čím vyšší je kmitočet delay, tzn. čím vyšší je taktovací kmitočet (hodiny), tím menší je zpoždění signálu, ale tím může být vyšší jeho kmitočet. Pokud signál echo přimícháme na vstup zařízení, vznikne tzv. hall (reverb).

Obr. 69. Blokové schéma efektu „delay“



Bude-li se hodinový signál rozmitat, vzniká kmitočtové vibráto. Přimíchá-li se tento vibrátový signál k původnímu signálu, vznikne efekt, zvaný chorus. Pokud signál chorus přivedeme do zpětné vazby a na vstup, získáme dvojnásobný chorus, známý pod označením flanger.

Obr. 70. Blokové schéma efektu „chorus“

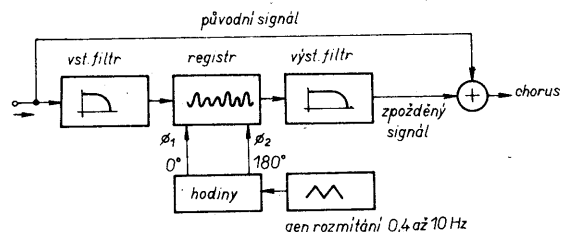


Schéma chorusu je blokove na obr. 70, schéma flangeru na obr. 71.

Zvýší-li se prudce po vzorkování signálu kmitočet vzorkovacího signálu, změní se i signál na výstupu (přeladí se do vyšších oktáv). Na tomto principu pracují oktávové posouvače (pitch-shifter). Lépe vybavená zařízení mají možnost předvolby místa (adresy), z něhož můžeme číst obsah registru, případně kterým směrem ho budeme číst a kolikrát. To se však lépe realizuje u číslicových pamětí, které si napětovou úroveň vzorku převedou na dvojkové číslo a to pak uloží do paměťové buňky.

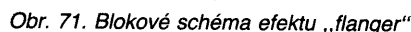
Touto předvolbou výběru vzniká efekt harmoniser (a vocoder). K nejpoužívanějším obvodům ke zpožďování signálu patří analogová zpožďovací linka (Analog Delay Line) SAD1024 (obr. 72). Tento integrovaný obvod je použit v mnoha různých přístrojích zahraničních firem. Jeho kapacita je 1024 buněk, složených v 2 x 512 sadách. Používá hodinové signály, vytvářené obvody 4011 a 4013 a má i přepínač pro vnější hodinové signály. Pokud se vnější hodinový signál rozmitá kmitočtově, získáme jako výsledný efekt již zmíněný chorus či flanger.

Z výstupu lze odebrat jak samotný zpožděný signál (výstup reverb), tak směr původního a zpožděného signálu. Zvyšování kmitočtu hodinového signálu zmenšuje zpoždění a naopak.

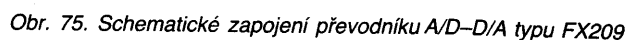
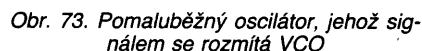
Přepínačem P<sub>1</sub> lze volit efekty hall nebo chorus (míchání zpožděného a nezpožděného signálu). Přepínačem P<sub>2</sub> lze zvětšit intenzitu efektu hall (potenciometrem FEED-BACK – zpětná vazba – nebo FLANGER při

rozmitání hodinového signálu). Svitivá dioda signalizuje přítomnost signálu. Jednotlivé odporové trimry slouží k symetrizaci signálu z operačních zesilovačů a k nastavení symetrie jednotlivých výstupních signálů z obvodů SAD1024. Operační zesilovače jsou

typu TL082, OZ<sub>1</sub> je typu 741. Všechny elektrolytické kondenzátory v obvodu jsou tantalové typy. Kanály L<sub>1</sub> a L<sub>2</sub> mají zpoždění posunutě v poměru 1:2. Přepínač P<sub>3</sub> vypíná vnitřní hodinový signál, odporový trimr R<sub>IF</sub> se

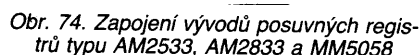


Zpoždovací obvod může být tvořen i např. posuvnými registry typu AM2533, 2833 nebo MM5058. Signál pro tyto obvody se zpracovává obvykle vzorkovacím převodníkem A/D–D/A typu FX209. Registrů tohoto typu (AM, MM) můžeme řadit za sebou několik, čímž získáme delší zpoždění. Jeden registr za sebou 1024 bitů. Můžeme např. zařadit za sebou deset registrů a přepínáním (popř. číslicově řízenými spínači) můžeme přivádět na vstup hallu signály s různým zpožděním. Zapojení vývodů těchto registrů je na obr. 74.



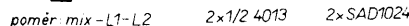
Schematické zapojení převodníku A/D –D/A je na obr. 75, zapojení hallu s obvodů AM (MM) je na obr. 76, kde je i praktické zapojení převodníku FX209. Hall je napájen napětím +5, –12 V (4011, AM2533, popř. 2833) a napětím –12 V (FX209).

- 6] Elektor č. 79–80/1977.  
7] AR B3/1982.  
8] Elektor č. 77/1977.  
9] ST č. 5/1976.



- [1] *Syrovátko, M.*: Zapojení s polovodičovými součástkami. SNTL: Praha 1980.
- [2] *Sýkora, R. a kol.*: Elektronické hudební nástroje a jejich obvody. SNTL: Praha 1981.
- [3] AR B3/1982.
- [4] Das Elektron International č. 3, 4/1968.
- [5] Funk-Technik č. 2/1969.

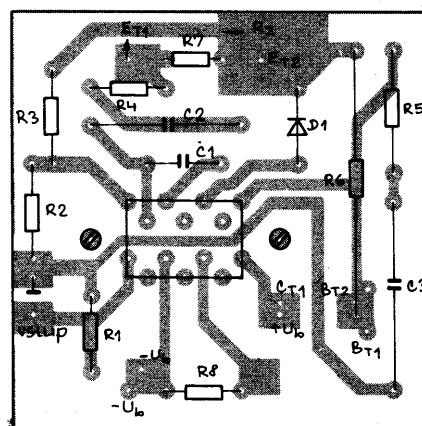
**Fuzzy, boostery a distortiony** pracují na principu vytváření signálů pravohýlných průběhů z původních sinusových průběhů. Tyto efekty používají především kytaristé heavy-metalových skupin. Pravděpodobně nejvhodnější jsou úpravy původního signálu distortiony, neboť ty pouze „orežou“ vršky



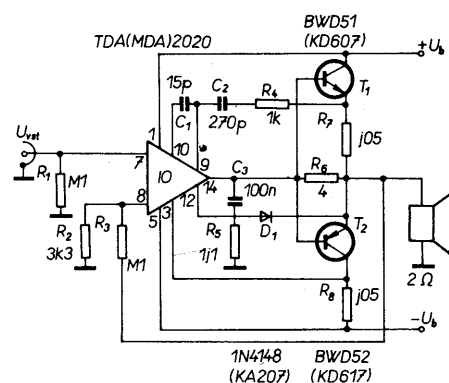
Obr. 72. Analogová zpožďovací linka typu SAD1024 a její zapojení



21



**Obr. 82. Deska s plošnými spoji zesilovače z obr. 80 (bez výkonových tranzistorů). Obvod 2020 je připojen ze strany spojů až po připevnění chladiče. Chladič nesmí být vodič spojen ani se zemí, ani s žádným přívodem napájecích napětí**



**Obr. 80. Nf zesilovač s MDA2020 s výkonnými tranzistory**

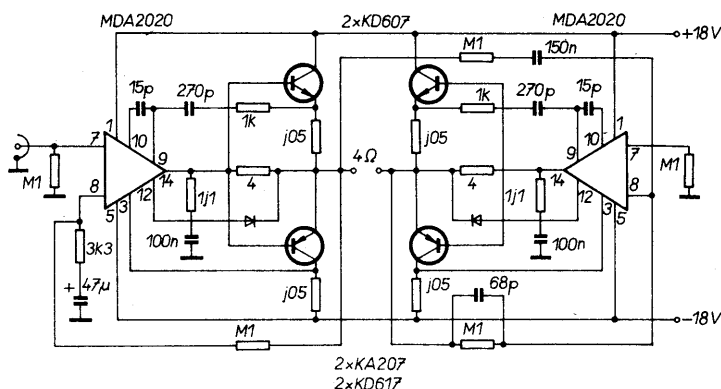
Dvojice koncových tranzistorů je buzena přes rezistor s odporem  $4\ \Omega$ , z něhož je též odvozen signál pro proudové a výkonové omezení. V omezovacím obvodu se používá rychlá spínací dioda typu 1N4148 (z našich typů lze použít např. diodu typu KA207). Dioda je zapojena anodou na vývod 12 integrovaného obvodu.

Použijeme-li k realizaci zesilovače naše integrované obvody, tedy MDA2020, je třeba zmenšit napájecí napětí na  $\pm 18\text{ V}$ , neboť některé z integrovaných obvodů při větším napětí (přes 20 V) „pracují jako spínač“, tzn. ničí se.

Na obr. 81 je můstkové zapojení popsaných zesilovačů, v němž je možno dosáhnout nf výkonu až 180 W. Zkreslení u obou druhů popsaných zesilovačů (jak v běžném, tak můstkovém zapojení) by mělo být při maximálním vybuzení menší než 1 %. Zesilovač v můstkovém zapojení pracuje nejlépe do zátěže s dvojnásobnou impedancí oproti běžnému zapojení, tedy do zátěže s impedancí  $4 \Omega$ .

Na obr. 82 je návrh desky s plošnými spoji pro zesilovač, přesněji pro jeho vstupní část s integrovaným obvodem. Obvod 2020 je připájen ze strany spojů až po důkladném „dotažení“ chladiče dvěma šrouby. Chladič nesmí být vodivě spojen ani se zemí, ani s kladným nebo záporným pólem napájecího napětí!

Dalším zajímavým a užitečným zapojením je výkonový zesilovač s tranzistory v Darling-tonově zapojení (obr. 83). Lze použít např. naše tranzistory typu KD366B a KD367B. Na vstupu zesilovače je zapojen operační zesi-



Obr. 81. Zesilovač z obr. 80 v můstkovém zapojení

lovač, na který navazuje koncový stupeň. Zapojení splňuje náročné požadavky, kladené na výkonové zesilovače (malé zkreslení při maximálním výkonu a kmitočtová charakteristika v mezích 10 až 55 000 Hz v rozmezí  $\pm 1$  dB). Transistory  $T_1$  a  $T_2$  je třeba vybrat tak, aby jejich napětí  $U_{CE0}$  bylo společně 80 V,  $T_3$  a  $T_4$  musí mít  $U_{CE0}$  alespoň 100 V. To však nebude pravděpodobně žádný problém – tranzistory typu KFY mají tak velká závěrná napětí alespoň ze 30 %, tj. zhruba každý třetí.

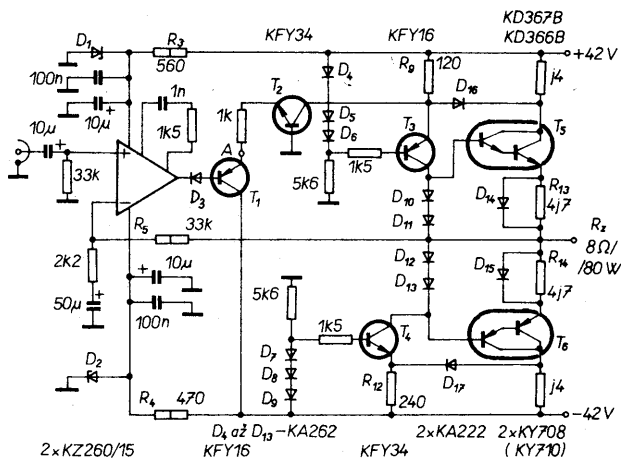
Jako diody  $D_{13}$  a  $D_{14}$  lze použít typy KY708 nebo KY710, popř. i jiné z této řady. Jako diody  $D_{16}$  a  $D_{17}$  je třeba použít rychlé spínací diody, např. KA222, popř. KA207 nebo i jiné z této řady. Obě dvě Zenerovy diody KZ260/15 vybereme se stejným Zenerovým napětím (je hošteiné, bude-li to 14 nebo 15 V, popř. v okolí těchto napětí).

Jako operační zesilovač můžeme použít typ MAA501, popř. MAA748 (pak je třeba změnit součástky kmitočtové kompenzace C7, R17). Operační zesilovač typu 741 není vhodný. Rezistory R3 až R5 jsou na zatížení 1 W, R9, R12 až R14 na zatížení 0,5 W. Rezistory R15 a R16 jsou navinuty odporovým drátem na tělísku rezistoru 1 W.

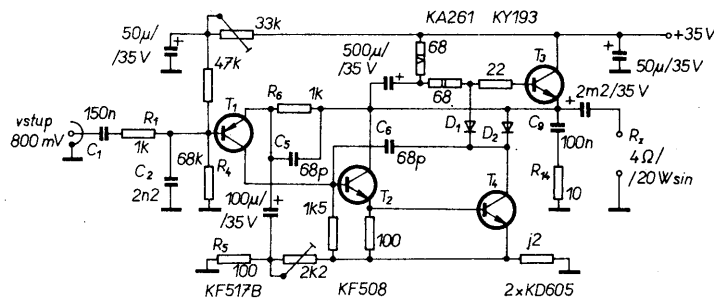
Na vstupu zesilovače by bylo možné vyzkoušet i některý z moderních operačních zesilovačů (FET OZ). Tím by se dosáhlo i lepších vlastností zesilovače (zkreslení SID a TIM závislé na rychlosti přeběhu OZ).

Dalším zajímavým zapojením je výkonový zesilovač jednoduchého zapojení se jmenovitým výstupním výkonem minimálně 20 W





Obr. 83. Nf zesilovač 80 W/8 Ω



Obr. 84. Nf zesilovač 20 W/4 Ω

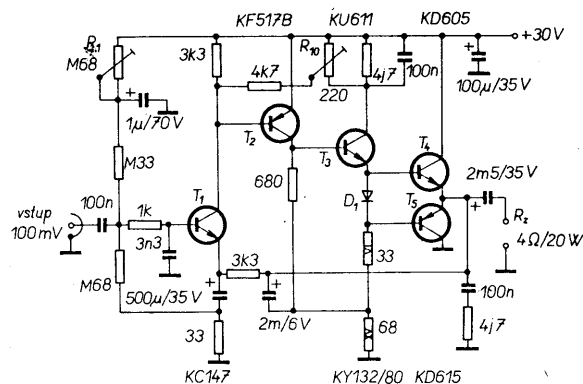
na obr. 84. Vstupní napětí pro dosažení tohoto výkonu je asi 800 mV.

Koncové tranzistory KD605 není třeba párovat, musí však mít proudový zesilovací činitel při jmenovitém napětí a při proudu  $I_E = 4$  A větší než 50. Odporovým trimrem 33 kΩ se nastavuje napěťová souměrnost výkonového stupně, tj. polovina napájecího napětí na kladném pólu výstupního kondenzátoru (shodné zesílení kladné a záporné půlvlny signálu), a to nejlépe při mírném přebuzení zesilovače. Odporový trimr 2,2 kΩ slouží k nastavení optimální velikosti zpětné vazby, která kompenzuje nelineární zkreslení zesilovače, způsobené zejména odlišným zesílením jeho aktivní části pro zesílení kladné a záporné půlvlny signálu.

Tranzistor  $T_3$  je buzen z kolektorového obvodu tranzistoru  $T_4$ , což umožňuje dioda  $D_2$  s krátkou zotavovací dobou. Záporná zpětná vazba je zavedena děličem  $R_6$ ,  $R_5$ . Korekční články  $RC$   $R_1C_2$ ,  $R_14C_9$  a kondenzátory  $C_5$ ,  $C_6$  zabezpečují kmitočtovou stabilitu zesilovače. Nelineární zkreslení zesilovače je v celém akustickém pásmu menší než 0,2 % při plném výkonu. Přechodové

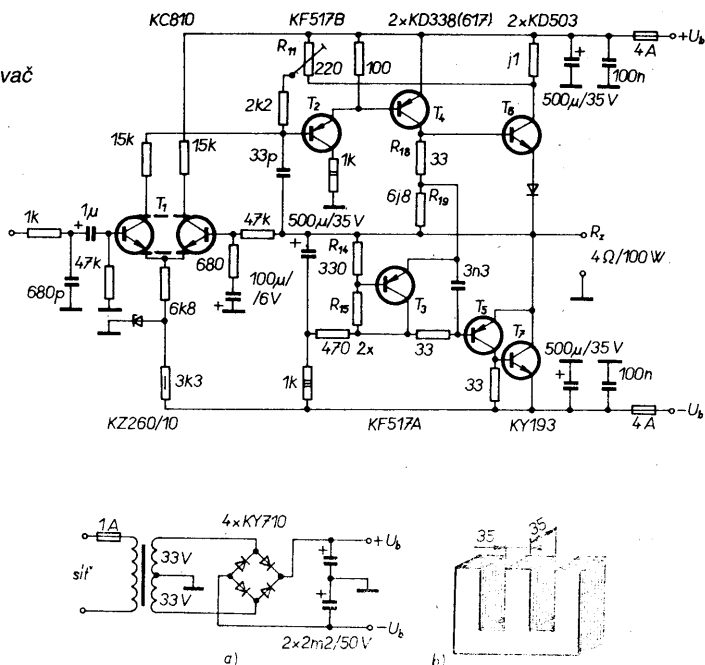
zkreslení je běžnými prostředky neměřitelné.

Na obr. 85 je výkonový zesilovač s jmenovitým výkonem 20 W. K zesílení tohoto výkonu je třeba zesilovač budit napětím 100 mV. Nepárované výkonové tranzistory  $T_4$  a  $T_5$  pracují ve třídě B bez klidového proudu. Nelineární zkreslení zesilovače je opět zmenšeno zavedením pomocné zpětné vazby, a to z kolektoru tranzistoru  $T_3$  do báze  $T_2$ .



Obr. 85. Nf zesilovač 20 W/4 Ω

Obr. 86. Nf zesilovač 100 W/4 Ω



Obr. 87. Napájecí zdroj pro zesilovač (a) a jeho síťový transformátor (b)

Optimální velikost zpětné vazby lze nastavit odporovým trimrem  $R_{10}$  (např. na co nejmenší přechodové zkreslení). Odporovým trimrem se nastavuje napěťová souměrnost zesilovače, tj. polovina napájecího napětí na spojených emitorech koncových tranzistorů.

Tranzistor  $T_3$  má kolektorovou ztrátu asi 3 W, je jej třeba proto opatřit chladičem, chladiče koncových tranzistorů je třeba navrhovat na výkonovou ztrátu asi 10 W.

Zkreslení zesilovače lze zjišťovat nejlépe na osciloskopu, na vstup zavedeme napětí pravoúhlého průběhu, osciloskop připojíme na výstup (výstup není zatížen). Měříme při vstupním mezivřcholovém napětí 10 mV v kmitočtovém pásmu 50 až 20 000 Hz.

Na obr. 86 je zesilovač s jmenovitým vstupním výkonem (sinus) 100 W, tj. hudebním výkonem asi 120 W při jmenovité zátěži 4 Ω. Zesilovač je určen k vestavění do reproduktorových soustav a není chráněn proti zkratu na výstupu. Vstupní napětí, potřebné k dosažení jmenovitého výkonu, je 300 mV. Koncepte zesilovače je podobná zesilovači na obr. 84. Ke zmenšení přechodového zkreslení na zanedbatelnou míru v celém kmitočtovém i výkonovém rozsahu zesilovače pracují výkonové tranzistory  $T_6$  a  $T_7$  s klidovým proudem, stabilizovaným zápornou zpětnou vazbou, odvozenou ze snímacího rezistoru  $R_{19}$ , tranzistoru  $T_3$  a děliče  $R_{14}$  a  $R_{15}$ . Velikost klidového proudu je dána přibližně vztahem

$$I_0 = \frac{R_{15}}{R_{14} + R_{15}} \cdot \frac{U_{BE}}{R_{19}},$$

kde  $U_{BE}$  je napětí báze-emitor tranzistoru  $T_3$  a  $T_5$  (asi 0,7 V).

Výkonové tranzistory  $T_6$  a  $T_7$  není třeba párovat. Optimální velikost zpětné vazby se nastavuje odporovým trimrem  $R_{11}$ .

Chladiče výkonových tranzistorů (společné pro  $T_4$ ,  $T_5$ ,  $T_6$  a  $T_7$  –  $T_4$  a  $T_5$  je třeba izolovat) jsou dimenzovány na výkonovou ztrátu asi 30 W, chladič diody KY193 na 5 W.

Na obr. 87 je jednoduchý zdroj symetrického napětí  $\pm 35$  V. Transformátor je pro

výkon asi 150 W, kondenzátory jsou na napětí 50 V. Pokud podobný transformátor nevlastníte, mohli by vám vyjit vstříc v některém podniku, kde pracují s elektromotory a transformátor vám navinout (co dělají v této oblasti soukromníci?). K usnadnění návrhu transformátoru uvádím dále tabulku pro různá sekundární napětí (orientačně) – tloušťku drátu, proklady a další podrobnosti kolem návrhu a zhotovení síťových transformátorů najdete i v každé učebnici základů elektrotechniky. Tedy stručně: vzorec pro výpočet průřezu jádra transformátoru je

$$P = (Q/1,2)^2,$$

kde  $P$  je požadovaný výkon ve VA,  $Q$  průřez středního sloupku jádra v  $\text{cm}^2$ . Např. pro výkon 100 W vychází  $Q = 12 \text{ cm}^2$ , tj. střední sloupek jádra má rozměry  $3,5 \times 3,5 \text{ cm}$ , viz obr. 87b. Pro tento transformátor lze počet závitů sekundárního vinutí např. určit z tabulky – počet závitů je 3,2 závitů/1 V, tzn. že např. pro sekundární napětí 10 V je třeba 32 závitů, pro 45 V 114 závitů. Otázky kolem napájecích zdrojů, dimenzování součástek, pojistek, bezpečnostních předpisů apod. jsou jednak předmětem státních norem, jednak byly probrány i v několika číslech AR pro konstruktéry, např. v AR B1/1986. Přehledně jsou např. normalizované transformátory uvedeny v knize Vašíček: Typizované napájecí transformátory a tlumivky, kterou vydalo SNTL v roce 1963. V minulých ročnících AR byly probrány i způsoby návrhu transformátorů na jiných jádrech než běžných EI a M. V každém případě je si třeba uvědomit, že odpovědný návrh síťového transformátoru a vlastně i celého zdroje je základem úspěšné konstrukce jakéhokoli zařízení, napájeného ze světelné sítě (podrobně je návrh síťových transformátorů uveden i v knize J. Pohanka: Stavba síťových transformátorů, SNTL: Praha 1960).

Další zesilovač 100 W dnes již klasické koncepce je na obr. 88. Při jmenovitém výkonu má zkrácení maximálně 0,3 %, pracuje do impedance 4  $\Omega$ . Vstupní citlivost je 0,75 V pro plné vybuzení. Vstupní impedance je asi 50 k $\Omega$ , kmitočtový rozsah v pásmu 3 dB je 20 Hz až 85 kHz.

Zesilovač má na vstupu stabilizační člen, který je velmi důležitý pro dosažení kmitočtové stability na vysokých kmitočtech. Zmenšuje totiž při nich vstupní impedanci. Vstupní obvod je tvořen tranzistory v diferenčním zapojení (dva tranzistory v jednom pouzdru, typ KC809, KC810) s velmi malým napěťovým driftem a velkou teplotní stabilitou. Nulová stejnosměrná složka na výstupu dvojitého tranzistoru (tedy symetrie signálu) se nastavuje odporovým trimrem  $R_3$ . Trimrem  $R_{13}$  se nastavuje klidový proud. Na velikosti klidového proudu se podílí i tranzistor  $T_5$ , který musí být tepelně spojen s chladičem koncových tranzistorů.

Napěťové zesílení zesilovače je asi 27, což při vstupním napětí 0,75 V znamená, že na výstupu bude napětí asi 21 V. Při zatěžovací impedanci 4  $\Omega$  bude proud koncovými tranzistory asi 5 A, což odpovídá výstupnímu výkonu 105 W (sinus).

Tranzistory  $T_2$  a  $T_4$  tvoří zdroje konstantního proudu. Napětí jejich bázi stabilizuje svítivá dioda LQ110, která slouží současně jako signalizační prvek provozu zesilovače.

Proudové zesilovací činitele koncových tranzistorů by se neměly lišit o více než  $\pm 5 \%$  v celém rozsahu možných kolektorových proudů. U tranzistorů  $T_6$  a  $T_7$  je jediným nutným požadavkem  $U_{CE0} = 64 \text{ V}$ . Na tyto pozice jsou nejvhodnější novější typy nf tranzistorů, např. KC307 a KC237.

Napájecí napětí nemusí být stabilizované, jako ostatně u téměř všech výkonových zesilovačů, je však nutná „tvrdá“ filtrace (tj. co největší kapacita filtračních kondenzátorů ve zdroji). Transformátor zdroje je na jádře EI40, výška svazku 35 mm, primární vinutí

má 704 závitů drátu o  $\varnothing 0,7 \text{ mm}$ , sekundární vinutí má  $2 \times 82$  závitů ( $2 \times 26 \text{ V}$ ) drátu CuL o  $\varnothing 1,4 \text{ mm}$ . Schéma napájecího zdroje je na obr. 89.

Výstupní výkon zesilovače začne být omezen při 110 W. Pokud bychom chtěli používat větší výkon, bylo by třeba zapojit dva tyto zesilovače do můstku.

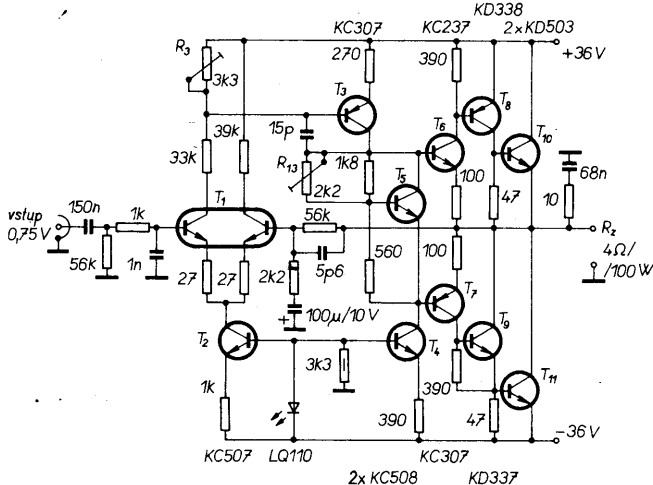
Dalším z řady zesilovačů s nf výkonem kolem 100 W je zesilovač na obr. 90. Jako budicí stupeň je v zesilovači použit obvod TDA(MDA)2020, koncový stupeň s doplňkovými tranzistory pracuje do zatěžovací impedance 4  $\Omega$ . Zesilovač je tedy podobné koncepce jako zesilovač na obr. 80.

Na rozdíl oproti zapojení na obr. 80 nejsou však koncové tranzistory vázány na integrovaný obvod 2020 a nejsou tedy jistěny proti přetížení. Popisované uspořádání má však tu výhodu, že jsou koncové tranzistory napájeny zvlášť, lze tedy pro ně volit v podstatě libovolné napájecí napětí a tím ovlivňovat i výstupní nf výkon.

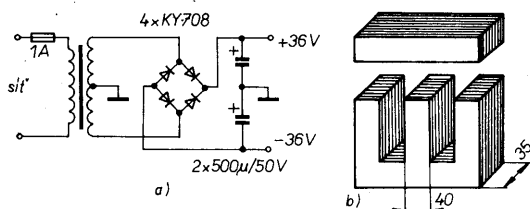
Při realizaci zesilovače je třeba dbát na to, aby všechny aktivní prvky měly chladiče, odpovídající jejich ztrátovému výkonu a aby byly dobře odděleny od země zesilovače i od sebe navzájem. Koncové tranzistory lze však např. vestavět i do reproduktorových soustav a budit je signálem z bodu A zesilovače (síťovou dvoulinkou).

Koncové tranzistory lze v tomto uspořádání budit i jiným „předzesilovačem“ (místo MDA2020) – vyhoví prakticky každý zesilovač s výkonem okolo 15 až 20 W. Jak jsem již upozornil u zapojení na obr. 80, není vhodné volit pro integrovaný obvod MDA2020 napájecí napětí větší než  $\pm 18 \text{ V}$  (i když katalog připouští až  $\pm 22 \text{ V}$ ).

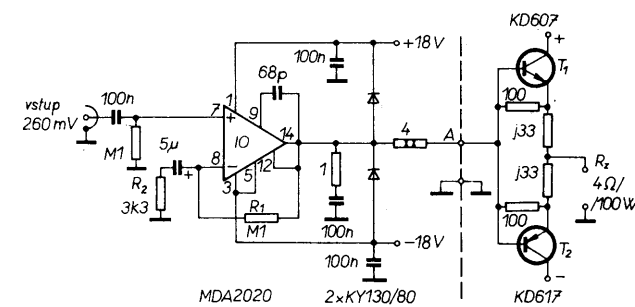
Na obr. 91 je zapojení zesilovače s doplňkovými tranzistory, převzaté z katalogu americké firmy Texas Instruments. Jde o zapojení z doby před několika lety, kdy se objevily na trhu výkonové tranzistory v pouzdrech z plastických hmot. Zesilovač má asymetrické napájení, výstupní tranzistory jsou



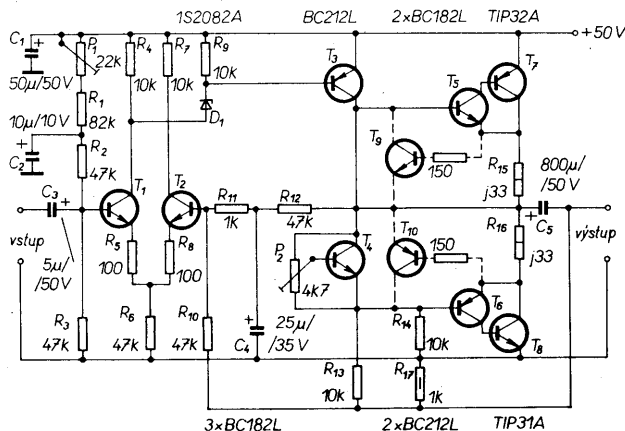
Obr. 88 Nf zesilovač 100 W/4  $\Omega$



Obr. 89. Napájecí zdroj pro zesilovač z obr. 88



Obr. 90. Nf zesilovač 100 W/4  $\Omega$



Obr. 91. Nf zesilovač T1

doplňkové typy, které lze nahradit v podstatě libovolnými doplňkovými tranzistory i tuzemské produkce.

U zesilovače je zavedena 100% záporná zpětná vazba, která zajišťuje dokonalou stabilizaci stejnosměrného pracovního režimu celého zesilovače. Napěťové zesílení poloviny zesilovače je asi 100. Vstupní odpor zesilovače je asi 23 k $\Omega$  (paralelní spojení dvou rezistorů 47 k $\Omega$ ). Záporná zpětná vazba (dělič tvořený rezistory  $R_{11}$  a  $R_{12}$  je na jednom konci  $R_{11}$  blokován na zem pro střídavý proud kondenzátorem 25  $\mu$ F) určuje výsledné zesílení celého zesilovače na 47. Klidová úroveň kolektorového proudu koncových tranzistorů se nastavuje (obvod s tranzistorem  $T_4$ ) odporovým trimrem  $R_2$ . Tranzistor  $T_4$  zároveň slouží i jako teplotní čidlo k teplotní stabilizaci kolektorového proudu koncových tranzistorů. Proto se musí tranzistor  $T_4$  umístit tak, aby měl těsný teplotní kontakt s chladičem výkonových tranzistorů.

Zesilovač je doplněn obvodem pro souměrné omezení výstupního proudu při přetížení ( $T_9$  a  $T_{10}$ ). Tranzistory  $T_9$  a  $T_{10}$  musí mít malé saturační napětí  $U_{CES}$  ( $\sim 0,5$  V). Činnost této pojistky je velmi rychlá – zachytí jakékoli přetížení při kladné nebo záporné půlvině signálu.

Vazební kondenzátor na výstupu má poměrně malou kapacitu (800  $\mu$ F), která by v běžném zapojení nemohla zaručit vyhovující přenos signálů nižších kmitočtů. V daném případě však vyhoví beze zbytku, neboť zápornou zpětnou vazbou, vyvedenou až za tímto kondenzátorem, se zmenšuje výstupní impedance zesilovače. Za těchto podmínek se výstupní impedance zesilovače na jeho kmitočtové charakteristice neuplatní.

Vstupní napětí pro plné vybudění je asi 250 mV, výstupní výkon je 15 W do zatěžovací impedance 15  $\Omega$ .

Tranzistory v originálním zapojení lze beze změny vlastností zesilovače nahradit našimi nebo běžnými typy takto:

$T_1, T_2$  – BC182L, KC810  
 $T_3, T_6$  – BC212L – BC313 (GD617)  
 $T_4$  – BC182L – KFY46  
 $T_5$  – BC182L – BC211 (GD607)  
 $T_7, T_8$  – TIP32A, TIP31A – BD355, BD354 nebo jiné

dioda 1S2082A – Zenerova dioda jako  $T_9, T_{10}$  by byly nevhodnější germaniové tranzistory, popř. tranzistory z řady KSY (p-n-p a n-p-n).

Z katalogu Texas Instruments je i zapojení na obr. 92, jde o zajímavý zesilovač velmi dobrých vlastností s nf výstupním výkonem 100 W. Z připojené tabulky je zřejmé, jaká

napětí a proudy musíme u zesilovače předpokládat při různých zatěžovacích impedancích:

zat. impedance [ $\Omega$ ]	$U_{vyst}$ ef. [V]	Ampl. $U_{vyst}$ [V]	$I_{vyst}$ ef. [A]	Ampl. $I_{vyst}$ [A]	$P_{vyst}$ [W]
8	28,3	80,2	3,53	5	90
4	20	96,6	5	7,06	64

Z tabulky vyplývá, že při zátěži 8  $\Omega$  je třeba použít pro budici a koncovou část zesilovače tranzistory se závěrným napětím  $U_{CEO}$  větším než 100 V, při zátěži 4  $\Omega$  tranzistory se závěrným napětím větším než 70 V. Výkonové tranzistory musí mít dostatečně velké proudové zesílení i při proudech 5 až 7 A. Takové tranzistory ovšem shánět nebude, problém lze vyřešit celkem snadno pomocí můstkového zapojení, čímž se podstatně zmenší proudové zatížení koncových stupňů při větší zatěžovací impedanci.

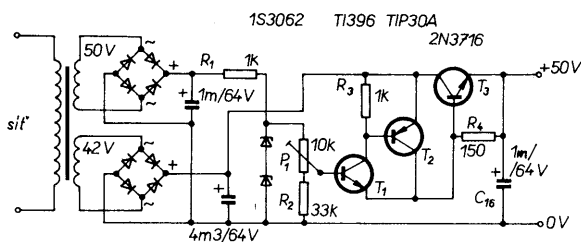
Vstupní diferenční zesilovač je tvořen dvojicí tranzistorů  $T_1, T_2$  – BC184L. Ty by bylo možno nahradit tuzemským výrobkem, dvojicí tranzistorů v jednom pouzdru typu KC 810. Pro zmenšení vlivu indukovaných rušivých signálů je báze tranzistoru  $T_1$  blokována na zem kondenzátorem 10 nF. Vstupní odpory zesilovačů s tranzistory  $T_3$  a  $T_4$  jsou poměrně velké a tak není třeba uvažovat jejich vliv na činnost diferenčního zesilovače. Napěťové zesílení diferenčního zesilovače je asi 15. Napětí na kolektorech tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$  je třeba nastavit na 28,5 V a to odporovým trimrem  $P_1$ , kterým lze současně zvětšovat napětí na kolektoru  $T_1$  a zmenšovat napětí na kolektoru  $T_2$ . Pokud změnou odporu trimru nedosáhneme žádaného napětí, použijeme místo rezistoru  $R_7$  s odporem 12 k $\Omega$  rezistor s odporem 10 k $\Omega$  v sérii s trimrem 4,7 k $\Omega$ .

Koncové tranzistory mají tyto parametry: napětí  $U_{CEO}$  asi 60 V, kolektorový proud max. 10 A, výkonovou ztrátu 150 W. Pro kolektorový proud 5 A potřebují proud báze asi 250 mA, který dodávají budicí tranzistory s těmito parametry: napětí  $U_{CEO}$  větší než 60 V, max. kolektorový proud  $I_C = 1$  A, cel-

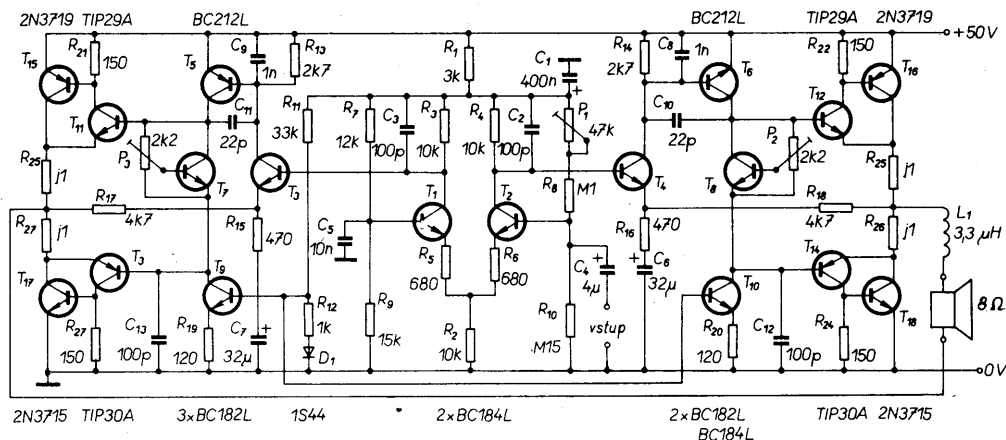
ková ztráta  $P_{tot} = 2$  W. Při proudu 250 mA musí mít budicí tranzistory (TIP29A, TIP30A) proudový zesilovací činitel  $h_{21E}$  větší než 40. Klidový proud budičů je asi 4,5 mA, lze jej nastavit odporovými trimry  $P_2$  a  $P_3$ .

**Způsob oživení zesilovače:**

1. Mezi vstup a zem se zapojí rezistor s odporem 10 k $\Omega$ , mezi rozpojený výstup se zapojí stejnosměrný voltmetr.
2. Běžce odporových trimrů  $P_2$  a  $P_3$  se nastaví ke koncům odporové dráhy, spojeným s kolektory tranzistorů  $T_7$  a  $T_8$ .
3. Odporový trimr  $P_1$  se nastaví do středu odporové dráhy.
4. Do série s přívodem napájecího napětí se zapojí proměnný rezistor s odporem 5 k $\Omega$ /10 W a stejnosměrný ampérmetr na rozsahu (nejlépe) 300 mA.
5. Připojí se napájecí napětí a je-li vše v pořádku, zmenšuje se odpor proměnného rezistoru 5 k $\Omega$  k nule. Odběr proudu by neměl být při minimálním odporu proměnného rezistoru větší než asi 100 mA. Pokud je odběr proudu větší, je třeba napájecí napětí odpojit a zkontrolovat jak zapojení, tak součástky zesilovače.
6. Odporovým trimrem  $P_1$  se nastaví na výstupu nulové napětí (možná tolerance  $\pm 50$  mV).
7. Odpojíme měřicí přístroje a proměnný odpor 5 k $\Omega$ . Mezi výstupní svorky připojíme místo voltmetru odporovou zátěž (dva rezistory 4,7  $\Omega$  v sérii nebo rezistor 10  $\Omega$  na větší zatížení). Připojíme napájecí napětí a změříme napětí na odporové zátěži. Musí být v mezích  $\pm 50$  mV.
8. Změříme emitorový proud tranzistorů  $T_{15}$  a  $T_{16}$  a nastavíme jej trimry  $P_2, P_3$  na 50 mA.
9. Opět změříme výstupní napětí a není-li nulové nebo alespoň v uvedené toleranci, snažíme se opět nastavit „nulu“ na výstupu na reproduktor odporovým trimrem  $P_1$ . Změříme, je-li na svorkách pro reproduktor stejnosměrné napětí proti zemi shodné, tj. 26,2 V.
10. Na výstup připojíme generátor sinusového signálu a na svorky pro připojení reproduktoru připojíme střídavý voltmetr.



Obr. 93. Stabilizovaný napájecí zdroj pro zesilovač z obr. 92



Obr. 92. Nf zesilovač 100 W/8  $\Omega$

11. Zkontrolujeme po zapnutí napájecí napětí (mělo by být 50 V) a zesilovač vybudíme sinusovým signálem bez zátěže až na mez, kdy bude signál na výstupu omezen (limite). Zkontrolujeme, zda je signál omezen souměrně. Je-li vše v pořádku, napájecí napětí odpojíme.

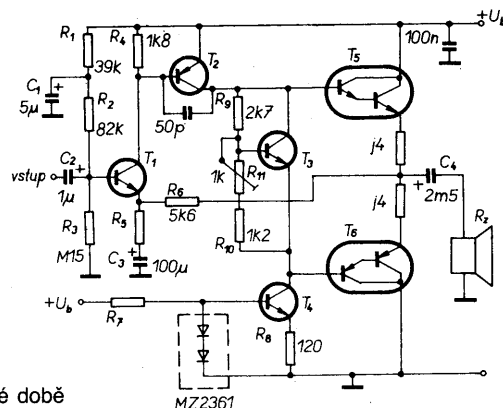
12. Mezi výstupní svorky pro reproduktor zapojíme zátěž 8  $\Omega$ /100 W (výkonové rezistory, zapojené paralelně, např. 4  $\times$  33  $\Omega$ /25 W nebo různé kombinace). Zapojíme napájecí napětí a zesilovač opět vybudíme napětím až na mez omezení, opět zkontrolujeme souměrnost omezení.

13. Zjistíme-li již bez zátěže, že některý obvod zesilovače kmitá nebo zakmitává (i nepravidelně), je třeba okamžitě odpojit napájecí napětí a upravit kapacity kompenzačních kondenzátorů tak, aby oscilace bezpečně zanikly ( $C_{10}$ ,  $C_{11}$  zvětšit až na 100 pF,  $C_2$ ,  $C_3$  až na 150 pF).

Při ožívání zesilovače je vhodné používat zdroj s elektronickou nastavitelnou pojistkou a samozřejmě osciloskop. Po oživení lze zesilovač napájet z jednoduše stabilizovaného zdroje, schéma zdroje vhodného pro tento zesilovač je na obr. 93. Jako usměrňovací diody pro řídicí napětí lze použít KY132/300, Zenerova dioda 1S3062 má Zenerovo napětí asi 52 V, lze ji nahradit dvěma diodami KZ714. Jako  $T_1$  lze použít KF508 (KFY34, 46), jako  $T_2$  BD355 a jako  $T_3$  např. KD503. Jako usměrňovací diody napájecího napětí jsou vhodné např. KY710. V malých mezích lze výstupní napětí nastavit odporovým trimrem  $P_1$ . Budicí tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  zmenšují závislost zdroje referenčního napětí na odběru proudu (na zatížení výkonovým tranzistorem). Podmínkou správné činnosti zdroje je, aby napětí na bázi  $T_1$  bylo vždy „kladnější“ (tj. větší) než je požadované výstupní napětí. Proto je třeba diody KZ714 vybrat tak, aby jejich celkové Zenerovo napětí bylo větší než 52 V. Vzhledem k relativně velkému rozptýlu  $U_Z$  těchto diod jich bude asi třeba vyzkoušet několik.

Jednou z možností, jak řešit výkonové zesilovače, je používat v zapojení tranzistory v Darlingtonově zapojení. Průkopníkem ve vývoji a výrobě těchto tranzistorů byla firma Motorola, která s jejich výrobou začala počátkem 70. let. Z vybraných typů tranzistorů této firmy (nebo odpovídajících typů jiných výrobců) lze při zapojení do stejného základního schématu získat změnou napájecího napětí několik variant výkonových zesilovačů pro výstupní výkon od 15 W až do např. 60 W. Základní schéma zesilovače je na obr. 94. Diodu MZ2361 lze sestavit ze dvou kusů KA206.

Obr. 94. Nf zesilovač s Darlingtonovými tranzistory



Zapojení na obr. 94 je v současné době atraktivní i u nás, neboť výkonové tranzistory v Darlingtonově zapojení se začaly vyrábět, i když s více než dvacetiletým zpožděním, i u nás. V následující tabulce je jako příklad uveden přehled výkonových tranzistorů v Darlingtonově zapojení firmy Motorola, z nichž by bylo možno nahradit našimi typy KD366, 367 typy, uvedené např. v prvním nebo pátém řádku (tj. MJ4000, 4010, popř. MJ1090, 1100). V dnešní době se vyrábí podobných tranzistorů i v Evropě velké množství, takže náhrada tranzistorů Motorola by jistě nebyla žádným problémem.

Univerzálnost použití těchto a podobných tranzistorů vysvětluje další tabulky, v níž jsou uvedeny součástky pro různé výstupní výkonové zesilovače z obr. 94 a to i při různých zatěžovacích impedancích. Použití tuzemských tranzistorů by odpovídalo asi předposlednímu řádku tabulky.

Jako  $T_1$  a  $T_4$  jsou v původním zapojení uvedeny tranzistory MPSA05 (MPSA06), jako  $T_2$  MPSA55 (56), jako  $T_3$  MPSU01 (MJE520). Bylo by je možné nahradit v podstatě libovolnými tranzistory s odpovídajícím napětím a odpovídající kolektorovou ztrátou (vždy by pravděpodobně vyhovely běžné tranzistory KC, popř. KF).  $R_1$  v tabulce je teplotní odpor chladiče, požadovaný při teplotě okolí 55°C.  $T_5$ ,  $T_6$  jsou uvedeny v tabulce.

Vstupní odpor zesilovače je asi 60 k $\Omega$ . Tranzistor  $T_1$  pracuje jako napěťový zesilovač vstupního signálu se zesílením, určeným přibližně odpory rezistorů  $R_5$ ,  $R_6$ . Z výstupu zesilovače je do emitoru  $T_1$  zavedena 100 % záporná zpětná vazba, která udržuje výstupní klidové napětí (mezi emitory koncových tranzistorů) asi na polovině napájecího napětí.

Hlavní podíl na celkovém zesílení zesilovače má tranzistor  $T_2$ , jehož zátěží je jednak

impedance mezi kolektorem a emitorem tranzistoru  $T_3$  (teplotní stabilizace), a jednak velký dynamický odpor v kolektoru tranzistoru  $T_4$ . Napětí kolektor-emitor tranzistoru  $T_3$  lze nastavit odporovým trimrem  $R_{11}$ . Tranzistor  $T_5$  je součástí součásti automaticky, která zajišťuje teplotní kompenzaci klidového proudu koncových tranzistorů, proto musí být v těsném tepelném kontaktu s pouzdry výkonových tranzistorů. K teplotní stabilizaci koncových tranzistorů přispívají i rezistory malých odporů v jejich emitorech.

Díky nesymetrickému napájení musí být výstupní signál zesilovače veden na reproduktor přes kondenzátor s velkou kapacitou (na jeho kapacitě závisí přenos signálů nízkých kmitočtů).

Rezistor  $R_2$  (82 k $\Omega$ ) můžeme zaměnit na 68 k $\Omega$  a odporový trimr v sérii – nastavením trimru lze pak kompenzovat tolerance součástek a nastavit na výstupu přesně polovinu napájecího napětí; pak lze dosáhnout maximálního výstupního výkonu při minimálním zkreslení signálu. Pracovní bod  $T_4$  je nastaven teplotně kompenzovaným děličem  $R_7$ ,  $D_1$  a emitorovým rezistorem. Způsob napájení tranzistoru a použité součástky zabezpečují tranzistoru  $T_4$  stále proudové zesílení, nezávislé do jisté míry na vnějších podmínkách.

Výkonový zesilovač navržený firmou Motorola se souměrným napájecím napětím je na obr. 95. Vstupní část je zapojena jako diferenční zesilovač s tranzistory  $T_1$  a  $T_2$ . Jako stupeň k rozdělení signálu pracuje obvod s tranzistorem  $T_3$ ; tranzistor pracuje jako zesilovač se společnou bází, v kolektoru má zapojeny tři přechody emitor-báze tranzistorů p-n-p (lze je nahradit typem KF517) a dynamický odpor kolektoru tranzistoru  $T_4$ .

Přehled komplementárních výkonových tranzistorů v Darlingtonově zapojení

Komplementární dvojice		$U_{CE0}$	$I_C$	$P_2$	$h_{21E}$ při $I_C$	Typ
n-p-n	p-n-p	[V]	[A]	[W]		
MJ4000	MJ4010	60	4	75	2500/1,5 A	1
MJ4001	MJ4011	80	4	75	2500/1,5 A	2
MJ1000	MJ900	60	5	90	2500/3 A	3
MJ1001	MJ901	80	5	90	2500/3 A	4
MJ1090	MJ1100	60	5	70	2500/4 A	5
MJ1093	MJ1103	80	5	70	2500/4 A	6
MJ3000	MJ2500	60	10	150	2500/5 A	7
MJ3001	MJ2501	80	10	150	2500/5 A	8
MJ4033	MJ4030	60	16	150	2500/10 A	9
MJ4034	MJ4031	80	16	150	2500/10 A	10
MJ4035	MJ4032	100	16	150	2500/10 A	11

Součástky zesilovače z obr. 94 pro různé výstupní výkony a různé výstupní impedance

$P_{vyst}$	$R_2$	$U_B$	$R_5$	$R_7$	$T_5, T_6$	$C_1$	$C_2, C_3$	$C_4$	$R_1$
[W]	[ $\Omega$ ]	[V]	[ $\Omega$ ]	[k $\Omega$ ]	typ	na napětí [V]			[°C/W]
15	4 8	32 38	620 510	33 39	MJE1100	35 40	20 25	40 45	9,5 9,5
20	44 8	36 46	560 470	39 47	MJE1090	40 50	25 30	45 55	7 7
25	4 8	38 48	560 390	39 47	MJE1102 MJE1092	40 50	25 30	45 55	5 5
35	4 8	44 56	470 330	47 56	typ 7 typ 3	45 60	25 35	50 65	6 6
50	4 8	50 65	390 270	47 68	typ 7 typ 7	50 65	30 35	60 75	4 4
60	4 8	56 72	330 220	56 68	typ 8 typ 8	60 75	35 40	65 80	3 3



dech, v jejichž rozmezí tranzistor pracuje, tj. např.  $T_1, T_2$  při proudu  $I_C = 1$  mA,  $T_5, T_6$  při proudu  $I_C = 10$  mA,  $T_{10}$  při  $I_C = 3$  mA,  $T_8, T_{11}$  při  $I_C = 10$  a 100 mA. Dvojice  $T_9, T_{12}$  by měla mít shodný zesilovací činitel při plném napájecím napětí a při proudech  $I_C = 100$  mA a 1,5 A.

Dále je nezbytné kontrolovat u tranzistorů závěrné napětí  $U_{CEO}$ , které musí být větší (nebo alespoň stejné), než je celkové napětí mezi kladnou a zápornou větví zdroje, tj. při napájecím napětí  $\pm 28$  V musí být větší (nebo shodné) než 56 V. Menší jsou nároky na velikost závěrného napětí u tranzistorů  $T_1, T_2, T_3, T_5$  a  $T_6$ . Stejně tak doporučují používat kondenzátory na takové napětí, které je alespoň o 1/3 větší, než jaké bude napětí, kterému budou vystaveny. Odporové trimry doporučují na keramice (vzhledem ke stálosti nastavení). Filtrační kondenzátory zdroje by měly mít kapacitu nejméně 2000  $\mu$ F v každé větvi, čím větší bude jejich kapacita, tím lépe zamezí případné nestabilitě na nízkých kmitočtech. Zdroj má dodávat v obou větvích proud až 2 A – podle toho je třeba navrhnout síťový transformátor a usměrňovací diody. Požadavky na souměrnost napájecího napětí nejsou náročné, neboť přenosová charakteristika zesilovače na této souměrnosti příliš nezávisí. Jediným důsledkem nesouměrnosti napájecího napětí je menší dosažitelná amplituda výstupního napětí.

Na obr. 98 je zapojení zesilovače se jmenovitým výkonem 100 W na zatěžovací impedanci 4  $\Omega$ . Jmenovité vstupní napětí pro tento výkon je 300 mV. Zesilovač byl použit v elektronických varhanách VEGA. Napájecí zdroj je symetrický, výstup je zátěží spojen bez vazebního kondenzátoru. Koncové tranzistory pracují ve třídě B s malým klidovým proudem (pro odstranění přechodového zkreslení hlavně i signálů vysokých kmitočtů).

Vstupní obvod je osazen dvojicí tranzistorů n-p-n v jednom pouzdru. Výstupním proudem tohoto diferenčního stupně je buzen přes  $T_2$  tranzistor  $T_3$ . Z emitoru  $T_3$  jsou pak přes rezistory  $R_{17}$  a  $R_{19}$  napájeny báze výkonových tranzistorů  $T_5$  a  $T_6$ . Pomocná dioda  $D_2$  omezuje maximální proud tranzistorem  $T_3$  a urychluje tak zotavení zesilovače po přetížení, tj. tehdy, když začnou působit elektronické ochranné obvody.

Tranzistory  $T_4$  a  $T_5$  pracují jako omezovače okamžitého výstupního proudu zesilovače. Pomocné diody  $D_{14}$  a  $D_{15}$  chrání výstup výkonového zesilovače před napěťovým na-

máháním při vypínání a zapínání výstupního proudu zesilovače v zátěži indukčního charakteru (reproduktor). Další pomocná dioda,  $D_4$ , zabráňuje vypínání zesilovače při jeho buzení do záporné polarizace výstupního napětí.

Ochranný obvod z tyristoru  $T_y$  a tranzistoru  $T_{10}$  a  $T_{11}$  slouží k ochraně reproduktorů připojených k zesilovači při jeho případné poruše, která by měla za následek zvětšení stejnosměrného napětí na výstupu a následné zničení reproduktorů. Zvětší-li se napětí na výstupu,  $T_{10}$  a  $T_{11}$  se otevrou, otevře se tedy i  $T_y$ . Ten propojí kladné napájecí napětí se záporným přes rezistory  $R_{33}, R_{34}$ , čím se zvětší proud, odebraný ze zdroje a přeruší se tak pojistky  $Po_1$  a  $Po_2$ . Celý zesilovač bude tedy odpojen od napájecího zdroje.

Při případné realizaci by bylo možné nahradit starší typy tranzistorů p-n-p novějšími, tj. místo 2T3850 použít buď KF517 nebo KC308 apod., místo n-p-n spínacích tranzistorů řady KU tranzistory z řady KD.

Na obr. 99 je zesilovač s nř výkonem 20 W s operačním zesilovačem staršího typu (MAA504). OZ je kompenzován rezistorem  $R_8$  a kondenzátory  $C_4$  a  $C_5$ . Na jeho místo by bylo možno použít novější typy 741 nebo 748, u 748 s vnějším kompenzačním kondenzátorem. Diody  $D_1$  a  $D_2$  chrání vstup před špičkami vstupního napětí většími než asi  $\pm 5$  V. Kapacita diod je asi 2 pF – v zapojení se tedy neuplatní. Stejně tak se neuplatní odpor  $R_K$ -A diod. Toto uspořádání je velmi jednoduché a přitom dobře vyhovuje pro všechny běžné aplikace.

Koncový stupeň je jištěn proti přetížení tím, že má oproti zbytku zesilovače rozdílné napájecí napětí. Tranzistor  $T_3$  je buzen napěťově z výstupu sledovače emitorového  $T_2$ ; tranzistor  $T_5$  je buzen z kolektoru  $T_4$ . Použijí-li se obvyklé linearizační rezistory, má vliv na linearitu především rezistor v emitoru  $T_3$ . Mnohem větší význam má však zpětná vazba z výstupu. Stejných výsledků lze však zřejmě dosáhnout i jedním rezistorem, zapojeným ve schématu jako  $R_{17}$ , který je v sérii se zatěžovacím odporem. Toho lze využít i při návrhu pojistky.

Předpokládáme zkrat na výstupu. Diody  $D_3, D_4$  omezují v tomto případě maximální budící napětí na  $U_2$ . Potom  $I_{max}$ , který může téci kolektorem  $T_3$  ( $T_5$ ) při zkratu na zátěži, je

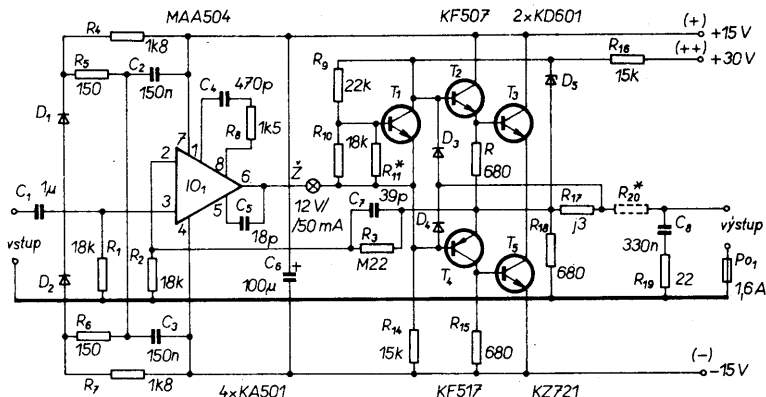
$$I_{max} \text{ výst} = -U_{D3(4)} - U_p + U_{BE}/R_0$$

kde  $U_p = U_{CE T1}$  a  $R = R_{17}$ .

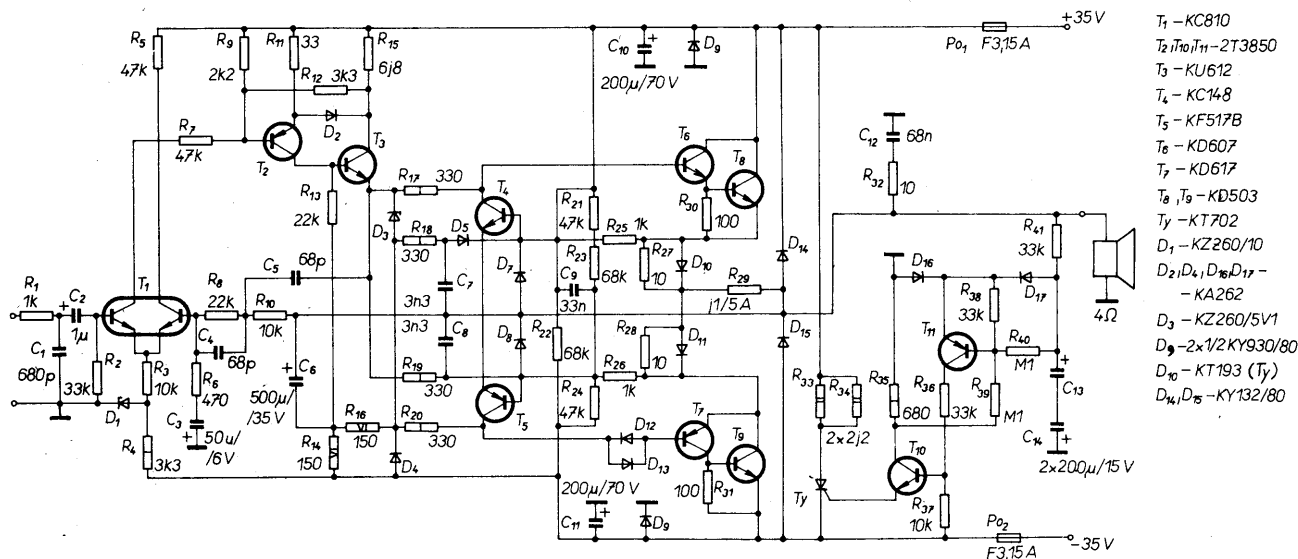
Bude-li mít  $R_{17}$  nevhodně zvolený odpor, může se stát, že se diody  $D_3$  nebo  $D_4$  otevrou příliš brzy a omezí špičky zesilovaného signálu i při výkonu menším, než je jmenovitý.

Koncový stupeň je jištěn ještě tavnou pojistkou pro případ vadného tranzistoru v koncovém stupni. Žárovka slouží v zapojení jako rezistor s proměnným odporem – při přetížení výstupu operačního zesilovače se zvětšuje odpor vlákna žárovky (ohřívá se), čímž chrání OZ před zničením. Současně svým svitem žárovka signalizuje přetížení zesilovače.

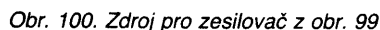
Zdroj pro zesilovač je na obr. 100. Sekundární napětí síťového transformátoru by mělo být asi  $2 \times 20$  V. Ve zdroji lze tranzistor  $T_3$  nahradit výkonnějším typem (např.



Obr. 99. Nř zesilovač 20 W s operačním zesilovačem



- $T_1$  – KC810
- $T_2, T_{10}, T_{11}$  – 2T3850
- $T_3$  – KU612
- $T_4$  – KC148
- $T_5$  – KF517B
- $T_6$  – KD607
- $T_7$  – KD617
- $T_8, T_9$  – KD503
- $T_y$  – KT702
- $D_1$  – KZ260/10
- $D_2, D_4, D_8, D_{17}$  – KA262
- $D_3$  – KZ260/5V1
- $D_5$  – 2x1/2KY930/80
- $D_{10}$  – KT193 (Ty)
- $D_{14}, D_{15}$  – KY132/80



Na obr. 101 je výkonový zesilovač DYNA-CO 120, výrobek stejnojmenné americké firmy. Zesilovač umožňuje odebrat 25 až 30 W při výkonu na zátěži 4 až 8  $\Omega$ . Kmitočtová charakteristika je rovná v mezích 10 Hz až 50 kHz, harmonické zkreslení je menší než 0,5 %. To vše při napájecích napětích kolem 50 V. Při napájecím napětí 72 V dodá

Vstupní dvojice tranzistorů je navázána na komplementární buďce nikoli stejnosměrně, nýbrž střídavě přes kondenzátor 50  $\mu\text{F}$ . Nepřítomnost stabilizační stejnosměrné vazby přes celý zesilovač nevede, neboť použité křemíkové tranzistory ji vyžadují. Výkonové i buďcí dvojice tranzistorů jsou pak uceleně v jedné stejnosměrně vázanými bloky, výkonovou dvojici při malém signálu neprochází proud, takže pracuje jen buďc. Předpětí je vytvářeno spádem napětí na diodách v emitoru spodního buďce ( $T_A$ ). Jsou to běžné

Ve firemní literatuře firmy Hitachi byl popsán běžný zesilovač 20 W/8  $\Omega$  se zajímavou a jednoduchou i účinnou elektronickou pojistkou, používající pouze tranzistor, tři diody a několik pasivních součástek. Zesilovač je na obr. 102.

Zesilovač je osazen běžnými křemíkovými tranzistory, jejichž náhrady jsou uvedeny ve schématu. Na výstupu je Boucherotův člen, který zabráňuje rozkmitání zesilovače na vysokých kmitočtech. Vybavovací napětí pro pojistku se odebírá z kolektoru tranzistoru p-





n-p (KF517). Spínací tranzistor T pojistky je křemíkový s mezním kmitočtem  $f_T$  asi 100 MHz. Ten ovládá velikost napájecího napětí pro vstupní tranzistor KC509 – při běžném provozu tranzistor pojistky nevede, na jeho bázi je asi 0,3 V. Vstupní tranzistor má plně napájecí napětí a pracuje s nastaveným (maximálním) zesílením. Při zkratu na výstupu nebo při přetížení se zvětšuje kolektorový proud budícího stupně, na rezistoru 330  $\Omega$  se zvětšuje úbytek napětí. Tento vybavovací signál se přivádí oddělovací diodou  $D_5$  (detekční hrotová germaniová dioda) přes filtrační člen na bázi spínacího tranzistoru. Bude-li toto napětí větší než asi 1,4 V,  $T_5$  se otevře ( $U_{BE\ T_5} + U_{KA\ D_5}$ ). Spádem na rezistoru 1 k $\Omega$  v jeho kolektorovém obvodu se zmenší napájecí napětí vstupního tranzistoru, tím se zmenší zesílení tohoto tranzistoru a zamezí se tedy možnosti přebuzení zesilovače. Ochranný obvod lze použít i pro stereofonní zesilovače (viz  $D_{S2}$ ). Odporovým trimrem 10 k $\Omega$  lze v malých mezích regulovat okamžik sepnutí spínacího tranzistoru. Jako tranzistor  $T_5$  je třeba použít rychlý spínací typ, tedy tranzistor s dostatečně vysokým mezním kmitočtem (asi více než 20 MHz). Totéž platí i o diodách v obvodu pojistky. Z našich součástek by bylo možno vyzkoušet jako tranzistor typ KSY71 (72), jako diody 0A7, GAZ51, popř. křemíkové typy KA206, K222 apod.

Na obr. 103 je schéma zesilovače Grundig RTV600. Tento zesilovač je napájen symetrickým napětím  $\pm 20$  V (koncový stupeň) a nesymetrickým napětím 56 V (vstupní část). Zesilovač odevzdá při plném vybuzení výkon 20 W/4  $\Omega$  v kmitočtovém pásmu 10 Hz až 50 kHz  $\pm 0,5$  dB.

Koncové tranzistory lze nahradit našimi typy KD3055, jako  $T_1$  lze použít KC149,  $T_2$  KC507 (KC237B),  $T_3$  KF507,  $T_4$  KD607,  $T_5$  KD617 a  $T_6$  GC515. Z emitoru tranzistoru  $T_8$  se odeberá vybavovací signál (bod B) pro pojistku. Germaniový tranzistor AD153 pojistky je zapojen jako dioda a je stále otevřen. Ve stavu bez signálu se proto nastaví v bodě A pojistky napětí  $-0,55$  V, oddělovací diody  $D_1$  a  $D_2$  nevedou, pojistka činnost zesilovače neovlivňuje. Při jmenovitém výkonu teče koncovými tranzistory proud až 3,16 A, napětí v bodě B bude tedy asi 1,26 V (kladné proti záporné větvi napájení). Tento střídavý signál se přivede přes kondenzátor 50  $\mu$ F na emitor  $T_6$ . Signál se superponuje (tj. přičte) ke stejnosměrnému napětí na vstupním děliči pojistky a v bodě A se objeví kladné špičky

napětí až asi 0,7 V, kterými se nabíjí integrační kondenzátor 500  $\mu$ F. Diody  $D_1$  a  $D_2$  stále ještě nevedou.

Je-li však zesilovač přetížen, špičky napětí v bodě A otevřou obě diody, přes ně přejde kladné napětí na emitorové rezistory vstupních tranzistorů, které se zavírají. Tím se zmenší buzení koncových tranzistorů a jejich kolektorový proud se udržuje v bezpečné oblasti. Pojistka je doplněna tavnou pojistkou, která se přeruší, překročí-li střední proud koncovými tranzistory 2,5 A.

Zesilovač má velmi dobrou teplotní stabilitu. Napájení ze souměrného zdroje dovolilo vypustit na výstupu oddělovací kondenzátor, takže zesilovač má velmi dobrý přenos i signálů nejnižších kmitočtů.

Další z dobře pracujících pojistek je na obr. 104. Jde o pojistku ze zesilovače Fairchild (nf výkon 22 W/8  $\Omega$ ). Vstupní odpor zesilovače je 150 k $\Omega$ , výstupní menší než 0,5  $\Omega$ /1 kHz. Při běžném provozu jsou tranzistory pojistky zavřeny, nevedou. V nevodivém stavu jsou i diody  $D_{10}$ ,  $D_{11}$ . Vybavovací napětí pojistky se vytváří na rezistorech  $R_1$  a  $R_2$ . Přetížení výstupu způsobí zvětšení maximálního proudu koncovými tranzistory a tím i úbytek napětí na rezistorech  $R_1$ ,  $R_2$  (nebo i pouze na jednom z nich). Zvětší-li se napětí např. na  $R_1$  na více než asi 0,6 V, tranzistor  $T_7$  (v originále 2N3505) se otevře (obdobně je tomu u  $R_2$  a  $T_8$ ). Je-li jeden z tranzistorů  $T_7$ ,  $T_8$  otevřen, otevře se i druhý vlivem přímé galvanické vazby mezi jejich elektrodami B a E. Pak se otevřou i diody  $D_{10}$ ,  $D_{11}$  a svádějí k zemi budící signál pro koncové tranzistory.

Zesilovač se do provozního stavu uvede vypnutím zdroje na tak dlouho, až se napětí v obvodu zmenší natolik, že se tranzistory  $T_7$  a  $T_8$  opět uzavřou.

Pojistka je navržena pro výstupní výkon 22 W/8  $\Omega$ , špičkový proud je pojistkou omezen na 3,5 A. Tranzistory  $T_7$  a  $T_8$  mají  $U_{BE} = 0,55$  V, z našich tranzistorů by bylo možno použít typy KSY (n-p-n, p-n-p). Z uvedeného napětí emitor-báze vyplývají i odpory rezistorů  $R_1$ ,  $R_2$ . Kondenzátory 10 nF v obvodu pojistky její činnost zrychlují.

Vstupní napětí pro plně vybuzení zesilovače je 250 mV.

Na obr. 105 je zesilovač s výstupním výkonem až 100 W/8  $\Omega$ . Používá tranzistory firmy RCA, je celkem běžného zapojení se symetrickým napájením.

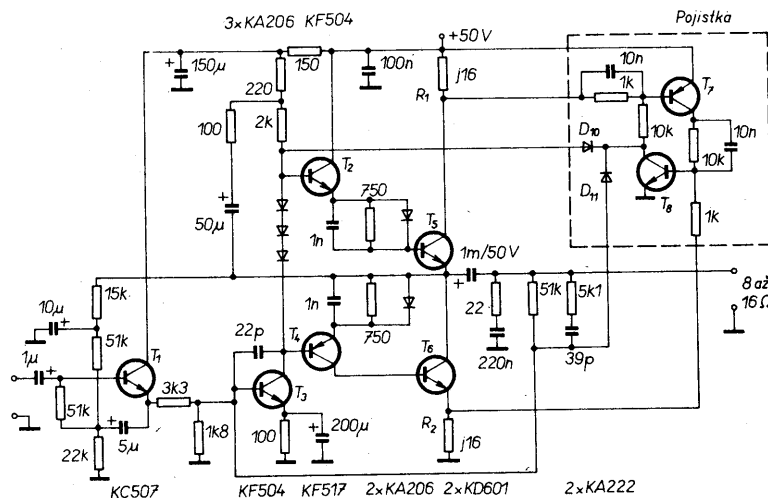
Stejnoseměrný pracovní bod tranzistoru  $T_1$  je nastaven odporovým trimrem 100  $\Omega$

v emitoru budícího tranzistoru  $T_4$ . Ochranný obvod je velmi jednoduchý – tvoří jej rezistory 0,3  $\Omega$  v obvodu koncových tranzistorů a Zenerova dioda  $D_5$  se Zenerovým napětím 4,7 V/1 W. Zenerova dioda je zapojena mezi „bod symetrie“, A, a společný bod diod  $D_1$ ,  $D_2$ , které spolu s diodou  $D_3$  a odporovým trimrem 250  $\Omega$  tvoří obvyklý obvod pro nastavení pracovního bodu budících tranzistorů  $T_4$ ,  $T_5$ . V běžném provozu  $D_5$  nevede. Pojistka se uvede samočinně v činnost, jakmile se proud koncovými tranzistory zvětší nad 5 A. Pak je napětí na  $R_2$  tak velké, že záporné půlvlny signálu otevřou diodu  $D_5$  a jsou proto zkratovány na zem přes impedanci zátěže, která je dostatečně malá. Podobně jsou omezeny i kladné půlvlny. Dioda  $D_4$  upravuje symetrii činnosti pojistky pro obě půlvlny. Ve zjednodušené variantě pojistky lze diodu  $D_4$  vypustit, vybavovací rezistory pak musí mít různé odpory,  $R_1 = 0,33$   $\Omega$ ,  $R_2 = 0,27$   $\Omega$ .

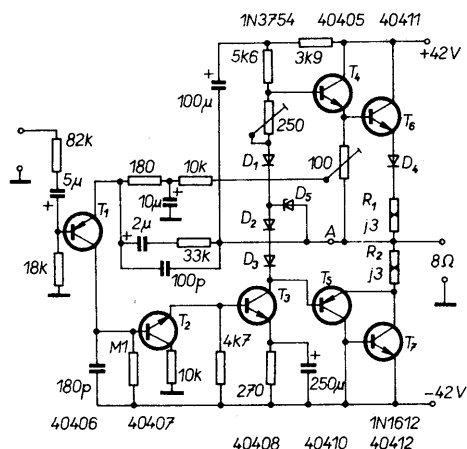
Na obr. 106 je zesilovač, navržený pro polovodičové součástky Siemens, se souměrným napájecím napětím. Přesto, že jsou při symetrickém napájení poměrně značné požadavky na malý výstupní odpor („tvrdost“ napětí), na dobrou kmitočtovou stabilitu, na šumové vlastnosti apod., je snaha vhodným návrhem zapojení výkonového zesilovače zmenšit závislost jeho vlastností na přesnosti symetrie napájecího napětí. U dobrých koncových stupňů je tato závislost prakticky nulová nebo tak malá, aby nebyly v žádném případě ohroženy reproduktory. Zesilovač s těmito vlastnostmi pro několik variant výstupního výkonu je právě na obr. 106.

Jako vstupní část zesilovače slouží diferenční stupeň s  $T_1$ ,  $T_2$ . Na první tranzistor je přiveden vstupní signál, na druhý záporná zpětná vazba. Tato vazba je pro ss signál 100 %. Jakákoli odchylka výstupního klidového napětí od nuly se celá přivádí do báze druhého tranzistoru. Toto automatické vyvažování výstupního napětí se uplatňuje nejen při širších tolerancích součástek, ale je dostatečně účinné i při částečném či úplném porušení souměrnosti napájecího napětí. Proti případnému zničení je vstup zesilovače chráněn tranzistorem KC238, který omezuje amplitudu vstupního signálu v závislosti na teplotě termistoru K252 (40 k $\Omega$  při 20  $^{\circ}$ C), umístěném na chladiči koncových tranzistorů. Teplotní stabilita pracovního režimu  $T_1$ ,  $T_2$  je zlepšena Zenerovou diodou se Zenerovým napětím 8,2 V. Nesouměrnost vlastností vstupních tranzistorů se upravuje odporovým trimrem  $P_1$ .

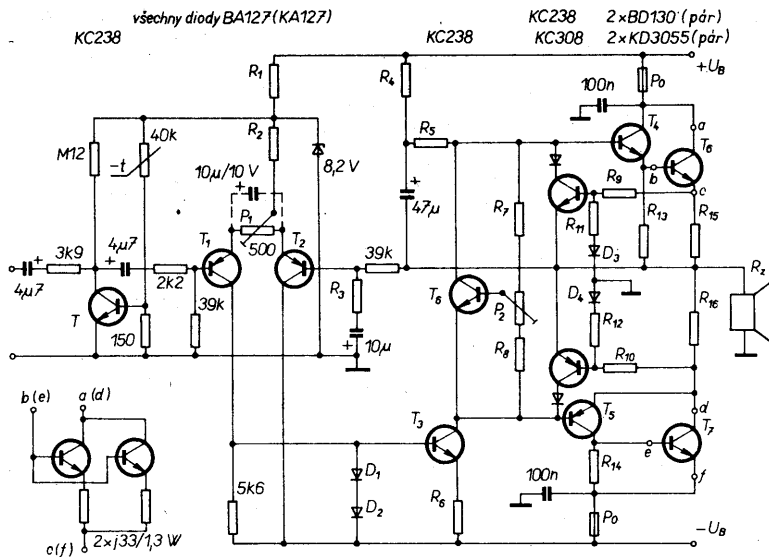
Stupeň s  $T_3$  napěťově rozděljuje a zesiluje vstupní signál. Proti velkému vstupnímu sig-



Obr. 104. Jiné řešení pojistky v zesilovači



Obr. 105. Nf zesilovač 100 W/8  $\Omega$



Obr. 106. Nf zesilovač Siemens

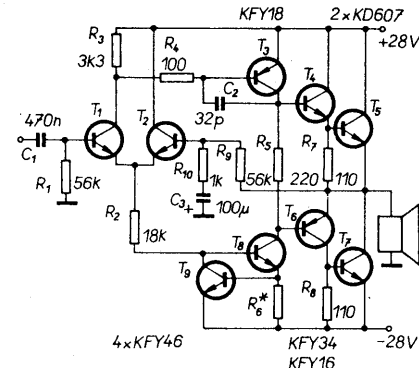
nálu je  $T_3$  chráněn dvojicí diod  $D_1$ ,  $D_2$ . Transistor  $T_3$  má v kolektoru jako pracovní odpor  $T_6$  (+  $R_4$  a  $R_5$ ). Zpětná vazba z výstupu je zavedena na kondenzátor  $47 \mu\text{F}$ .

Na budiče je navázán koncový zesilovač v kvazikomplementárním zapojení. Podle výstupního výkonu je koncový zesilovač osazen dvojicí KD3055 nebo paralelně zapojenými tranzistory z řady KD. Koncové tranzistory jsou chráněny souměrnou ochra-

nou s tranzistory KC238–308, proti dlouhodobému přetížení tavnými pojistkami.

Mezi báze ochranných tranzistorů jsou proti zemi zapojeny diody  $D_3$ ,  $D_4$ . Toto opatření zaručuje souměrnou limitaci, výstupního proudu i tehdy, nebude-li na výstupu přesně 0 V; v opačném případě by se zmenšoval užitečný výstupní výkon.

V tabulce jsou pak přehledně uvedeny součástky pro různé výstupní výkony zesilovače.



Obr. 107. Nf zesilovač 50 W/4  $\Omega$

Na obr. 107 je zesilovač s výstupním výkonem 50 W do zátěže  $4 \Omega$  při vstupním napětí 250 mV. Napájecí napětí zesilovače je zajištěno zdrojem z obr. 108. Vstupní odpor zesilovače je  $50 \text{ k}\Omega$ , napěťové zesílení 35 dB, nelineární zkreslení je menší než 1 %. Pro  $P_{\text{tot}} = 50 \text{ W}$ , kmitočtový rozsah je 30 Hz až 30 kHz ( $\pm 0,5 \text{ dB}$ ) při  $P_{\text{tot}} = 50 \text{ W}$ . Odstup šumu od signálu je 70 dB. Zesilovač byl konstruován pro součástky TESLA a splňuje i velmi přísné nároky na nf zařízení. Při větší zatěžovací impedanci dodá do zátěže: při  $8 \Omega$  asi 25 W, při  $16 \Omega$  asi 12 W. Max. výstupní napětí je asi 14,5 V.

Na vstupu zesilovače je diferenční stupeň, v němž lze místo uvedených tranzistorů použít s výhodou dvojici tranzistorů KC810. Pak pro nejlepší šumové poměry by bylo asi třeba změnit i proud tranzistorů, tzn. změnit odpory rezistorů  $R_2$ ,  $R_3$ . Z kolektoru  $T_1$  je buzen tranzistor  $T_3$ , který zesiluje signál napěťově, čímž je zajištěn potřebný rozkmit signálu na bázích invertorů  $T_4$ ,  $T_6$ . Pracuje s tzv. dynamickou zátěží, kterou tvoří tranzistor  $T_8$  s tranzistorem  $T_9$  jako zdroj proudu. Rezistor  $R_4$  a kondenzátor  $C_2$  omezují zesílení na vf kmitočtech a brání tak vf rozkmitání zesilovače.

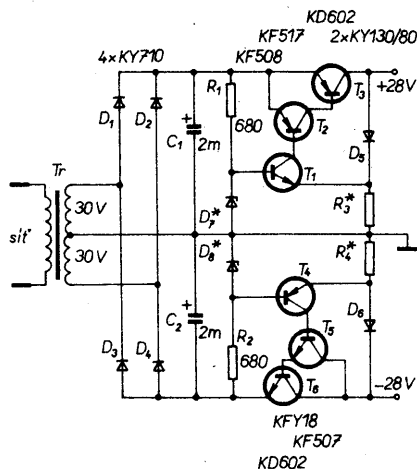
Z invertorů jsou buzeny výkonové tranzistory  $T_5$  a  $T_7$ . Zátěž není od výstupu zesilovače oddělena kondenzátorem, protože vstupní diferenční dvojice tranzistorů zajišťuje nulové ss napětí proti „středu“ napájecího zdroje.

Před stavbou zesilovače je třeba vzhledem k použitému napájecímu napětí změřit napětí  $U_{\text{CE0}}$  prakticky všech tranzistorů (kromě  $T_1$  a  $T_2$ ). Mělo by být alespoň 60 V. Pro nejlepší výsledky je třeba párovat tranzistory  $T_4$ – $T_6$  a  $T_5$ – $T_7$ . Souběh parametrů by měl být alespoň  $\pm 10 \%$ , raději však lepší. Tranzistory  $T_3$  až  $T_8$  (kromě koncových, výkonových) je třeba opatřit hvězdicovými chladiči o výšce asi 1 cm.

Zdroj na obr. 108 je určen k napájení obou kanálů zesilovače z obr. 107, popř. i jiných zesilovačů s nf výstupním výkonem  $2 \times 50 \text{ W}$ . Síťový transformátor je na jádře EI32 a při výšce svazku plechů 4 cm je schopen dodat výkon až 120 W. Sekundární vinutí má  $2 \times 30 \text{ V}$ . Referenční napětí pro stabilizátor se získává dvěma Zenerovými diodami,  $D_7$ ,  $D_8$ , volbou odporu rezistorů  $R_1$  a  $R_2$  lze podle druhu použitých Zenerových diod volit vhodný pracovní proud diodami. Pro výstupní napětí 28 V mají mít Zenerovy diody napětí 28 V (např. KZ714), pro shodné výstupní napětí je třeba, aby diody měly shodné Zenerovo napětí.

Rezistory  $R_3$ ,  $R_4$  se volí podle potřebného maximálního výstupního proudu, tvoří sou-

Varianta	I	II	III	IV	V
Výstupní výkon [W], $k=1 \%$ , 1 kHz	15	30	40	60	120
Zatěžovací odpor [ $\Omega$ ]	4	4	8	4	4
Napájecí napětí [V]	$\pm 14$	$\pm 23$	$\pm 30$	$\pm 28$	$\pm 38$
Odběr proudu [A] při $P_{\text{vyst}} = 0 \text{ W}$ $P_{\text{vyst}} = \text{max.}$	0,8	1,5	0,1 1,1	1,9	2,6
Zkreslení při $1/2 P_{\text{vyst}} \text{ max.}$ a $f = 50 \text{ Hz}$ až $16 \text{ kHz}$ [%]			$\leq 0,4$		
Vstupní napětí [V] pro plné vybuzení	1,1		1,5		
Vstupní odpor [ $\text{k}\Omega$ ]			40		
Výkonová šířka pásma (–1 dB)			20 Hz až 16 kHz		
Napěťová šířka pásma (–1 dB)			10 Hz až 20 kHz		
Teplotní odpor [KW] pro $T_3$ $T_4$ , $T_5$ $t_6$ , $T_7$	3 <40 <7	3 <30 <5	3 <30 <3	100 <20 <3,5	35 <10 <4
$T_1$ , $T_2$	BC307B	BC307B	BC307B	BC307B	BCY77
$T_3$	BC377	BC141	BC141	BC141	BSX47
$T_4/T_5$ – BD ...	135/136	235/236	237/238	237/238	237/238
$R_1$ [ $\text{k}\Omega$ ]	1,2	2,2	3,3	3,3	3,3
$R_2$ [ $\text{k}\Omega$ ]	15	15	15	15	8,2
$R_3$ [ $\text{k}\Omega$ ]	5,6	3,9	3,3	3,3	3,3
$R_4$ [ $\Omega$ ] /W	330/0,5	330/0,5	330/1	330/1	330/1
$R_5$ [ $\text{k}\Omega$ ]	3,3	3,3	3,3	3,3	3,3/0,5
$R_6$ [ $\Omega$ ]	27	22	27	22	10
$R_7$ [ $\Omega$ ]	1000	560	560	560	270
$P_2$ [ $\Omega$ ]	500	250	250	250	100
$R_8$ [ $\Omega$ ]	390	220	220	220	120
$R_9$ , $R_{10}$ [ $\Omega$ ]	150	150	150	150	150
$R_{11}$ , $R_{12}$ [ $\text{k}\Omega$ ]	1,2	1,3	1,2	1,2	1,2
$R_{13}$ [ $\Omega$ ]	27	27	27	27	22
$R_{14}$ [ $\Omega$ ]	15	15	15	15	12
$R_{15}$ , $R_{16}$ [ $\Omega$ ] /W	0,47/2	0,47/2	1/2	0,47/2	0,33/5
Pojistky [A]	135	2	2	3	4



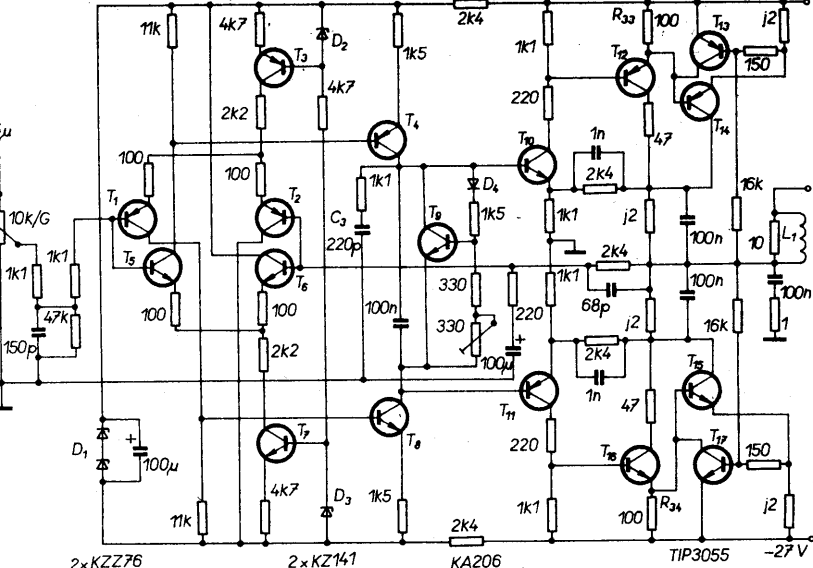
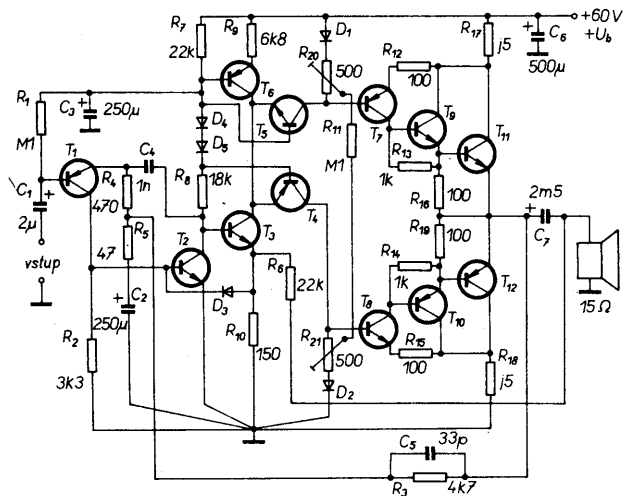
Obr. 108. Zdroj pro zesilovač na obr. 107

časné tzv. předzátěž, která má dobrý vliv na stabilitu výstupního napětí zdroje v celém rozsahu výstupních proudů.

Na obr. 109 je zesilovač s nf výstupním výkonem 20 W do zátěže 15  $\Omega$ , popř. kolem 30 W do zátěže 8  $\Omega$ . V celém slyšitelném rozsahu kmitočtů a v celém rozsahu výkonů má zkreslení (intermodulační) menší než 0,003 %. Úroveň šumu je -120 dB pod poloviční výkon. Maximální výstupní proud je asi 3 A.

Jak je z uvedených parametrů zřejmé, má zesilovač velmi malé zkreslení a to i při velké „účinnosti“ (pracuje ve třídě B). Tranzistor  $T_1$  má napěťové zesílení maximálně 5, posouvá především stejnosměrnou úroveň (střed napájecího napětí mezi emitory koncových tranzistorů). Hlavní podíl na napěťovém zesílení (asi 400) má stupeň s tranzistorem  $T_2$ . Tranzistor  $T_3$  s aktivní zátěží ( $T_6$  – proudový zdroj) signál napěťově nezesiluje. Dioda  $D_3$  zabraňuje tomu, aby se  $T_3$  nedostal do hluboké saturace, přijde-li na vstup  $T_1$  „velká“ kladná půlvlna.

Druhá část zesilovače rozděluje signál do dvou větví ( $T_4, T_5$ ). Pracovní režim budičů a koncového stupně se nastavuje rezistorem  $R_{11}$  tak, aby byl v lineární části těsně na hranici mezi lineární a nelineární oblastí přechodu. Část obvodu slouží k získání přibližně stejného napětí, jaké je na výstupu ( $1/2 U_b$ ) pro bázi tranzistoru  $T_1$  ( $R_7, D_4, D_5, R_8, T_2$ ). Tranzistor  $T_2$  může mít výstupní proud až asi 10 mA. Pracuje s téměř plným napájecím napětím.

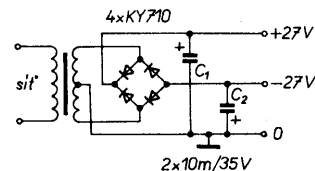


Obr. 110. Nf zesilovač 55 W/4  $\Omega$

Na obr. 110 je jakostní zesilovač s nf výkonem 55 W při napájecím napětí  $\pm 27$  V do zátěže 4  $\Omega$  (popř. asi 30 W do 8  $\Omega$ ) při vstupním efektivním napětí 1,26 V. Harmonické zkreslení je lepší než asi 0,5 %, střední napájecí proud je asi 1,5 A. Vstupní impedance je 47 k $\Omega$ , výstupní impedance je 0,1  $\Omega$ , maximální výstupní napětí je 15 V, odstup signál-šum asi 90 dB a kmitočtová charakteristika je rovná při 50 W při maximálním výstupním výkonu v mezích 20 Hz až 40 kHz.

Napájecí zdroj k tomuto zesilovači je na obr. 111. Pro použití k zesilovači na obr. 110 výstupní napětí není třeba stabilizovat, stačí pouze zaručit, že výstupní napětí zdroje nebudou větší než asi 30 V. Pro maximální výstupní výkon zesilovače je však třeba dobře navrhnut transformátor, aby se výstupní stejnosměrná napětí i při velkých odběrech proudu měnila co nejméně.

Postup při oživování zesilovače: Pokud jsme použili předem změřené součástky (což doporučuji při každé konstrukci), připojíme k zesilovači bez výkonových tranzistorů napájecí zdroj přes ampérmetr – odběr proudu by neměl být větší než asi 15 mA. Dále změříme výstupní ss napětí – musí být nulové (za  $L_1$ ). Je-li skutečně nulové, nastavíme



Obr. 111. Zdroj pro zesilovač na obr. 110

odporový trimr  $R_{22}$  tak, aby úbytek napětí na  $R_{33}$  ( $R_{34}$ ) byl asi 0,55 V.

Pak připojíme na běžec potenciometru hlasitosti nf generátor, na výstup zesilovače osciloskop nebo střídavý milivoltmetr. Generátor nastavíme na 1 kHz a měníme výstupní napětí generátoru v mezích 0 až 1 V. Osciloskopem kontrolujeme linearitu výstupního signálu (obou půlvln). Dále přepokontrolujeme výstupní signál pro vstupní signály různých kmitočtů a zjišťujeme chování zesilovače především na horních kmitočtech akustického pásma.

Je-li vše v pořádku, odpojíme napájecí napětí, připojíme výkonové tranzistory a opět zkontrolujeme, je-li na výstupu 0 V. Odporovým trimrem nastavíme odběr proudu ze zdroje asi na 25 mA. Vstup spojíme se zemí a můžeme při změně napětí v jedné z napájecích větví přepokontrolovat činnost zesilovače při mírně nesouměrném napájecím napětí. Výstupní úroveň by se i při velkých změnách napětí kladné nebo záporné větve neměla lišit od nuly o více než asi  $\pm 1$  V, což je dáno použitím diferenčního vstupního obvodu.

Je-li vše v pořádku, připojíme k výstupu zesilovače jmenovitou zátěž 4  $\Omega$  a Boucherotův člen (1  $\Omega$ , 100 nF). Zesilovač budíme na větší výstupní výkon a zjišťujeme na osciloskopu jeho chování především po stránce kmitočtové stability. Pokud zjistíme, že základní signál je „modulován“ signálem vyššího kmitočtu, zvětšíme  $C_3$  na 470 pF, popř. i více.

Při jakýchkoli potížích (pokud jde o kmitočtovou stabilitu) je třeba vždy přepokontrolovat zemní spoje – jsou-li dostatečně tlusté a co nejkratší, jsou-li skutečně spojeny v jednom bodě (minus pól kondenzátoru  $C_1$  zdroje).

Pro případné opravy nebo hledání závad jsou v tabulce napětí na elektrodách tranzistorů při jmenovitém napájecím napětí.



dosáhnout jen přidáváním dalších koncových stupňů, podobně jako je tomu u tohoto zesilovače.

Vstupní zesilovač na obr. 114 je tvořen diferenčním zapojením  $T_1$  a  $T_2$  ( $U_{CE0} = 150$  V). Přes rezistory  $R_1$  a  $R_2$  je zavedena stejnosměrná i střídavá zpětná vazba. Celkové napěťové zesílení zesilovače je 42 dB. Ss vazba je 100 %, což zajišťuje stálou úroveň ss napětí na výstupu. Dvojice Zenerových diod ve vstupním obvodu určuje pracovní body vstupních tranzistorů. Zenerova dioda DF<sub>1</sub> slouží k posuvu stejnosměrné úrovně signálu o 145 V na klidovou úroveň asi 2,5 V, nutnou pro čtyři emitorové přechody v sérii. Odporovým trimrem 10 kΩ se

Problémy by byly i s náhradami Zenerových diod ( $U_Z = 100$  V, 145 V, 50 V).

Při studiu zahraničních pramenů se často stává, že potřebujeme rychle najít ekvivalenty zahraničních tranzistorů, abychom se mohli rozhodnout, je-li to či ono zapojení realizovatelné. Potřebné údaje se však shánějí nesnadno. Proto je v následující tabulce stručný přehled hlavních parametrů nejčastěji se vyskytujících polovodičových součástek, kromě toho byla většina nejčastěji používaných tranzistorů evropských výrobců uveřejněna během posledních 10 let i v AR řady A. Uvedené typy tranzistorů jsou výrobky firmy Texas Instr., Valvo, Intermetall, SGS a Motorola.

Tranzistor	Typ. vod.	$P_{max}/P_{25}^{\circ C}$ [W]	$I_{Cmax}$ [A]	$U_{CB0}$ max. [V]	$U_{CE0}$ [V]	$U_{EB0}$ [V]	$h_{21E}/U_{CE}/I_C$ [-N/mA]	$f_T$ [MHz]
BSY53, 2N1613	n	3/0,8	0,75	75	30	7	až 120/10/0,15	100
BSX40	p	2,5/0,6	0,5	30	30	5	až 120/10/0,15	100
BSY54, 2N1711	n	3/0,8	0,75	75	30	7	až 300/10/0,15	145
BSX41	p	2,5/0,6	0,5	30	30	5	až 300/10/0,15	150
BC142	n	5/0,8	-	80	60	5	až 100/10/10	20
BC143	p	3/0,7	-	60	60	5	až 130/10/10	100
2N3053	n							
40389	n	5/1	0,7	60	40	5	až 250/10/150	20
40394	n							
2N4037	p							
40391	p	7/3,5	1	60	40	7	až 250/10/150	20
40394	p							
2N2102	n	5/1	1	120	65	7	až 120/10/150	120
2N4036	p	7/1	1	90	65	7	až 140/10/150	60
40361	n							
40362	p	5/1	0,7	-	70	4	až 200/4/50	100
2N2218	n	3/0,8	0,8	60	30	5	až 120/10/150	200
2N2904	p	3/0,6	0,6	60	40	5	až 120/10/150	200
2N2222	n	1,8/0,5	0,8	60	30	5	až 300/10/150	200
2N2907	p	1,8/0,4	0,6	60	40	5	až 300/10/150	200
BC125	n	0,8/0,3	0,5	50	30	5	až 75/10/10	20
BC126	p	0,8/0,3	0,6	35	30	5	až 85/10/10	100
2N1613	n	-0,8	1	75	50	7	až 120/10/150	60
2N1132	p	-0,6	-	50	50	5	až 90/-/150	60

nastavuje klidový proud  $T_1$ ,  $T_2$ . Zvětšením tohoto proudu se následně zvětší i klidový proud koncových výkonových tranzistorů (ten by měl být asi 200 mA). Kmitočtové je zesilovač kompenzován obvodem  $R_3$ ,  $C_2$ .

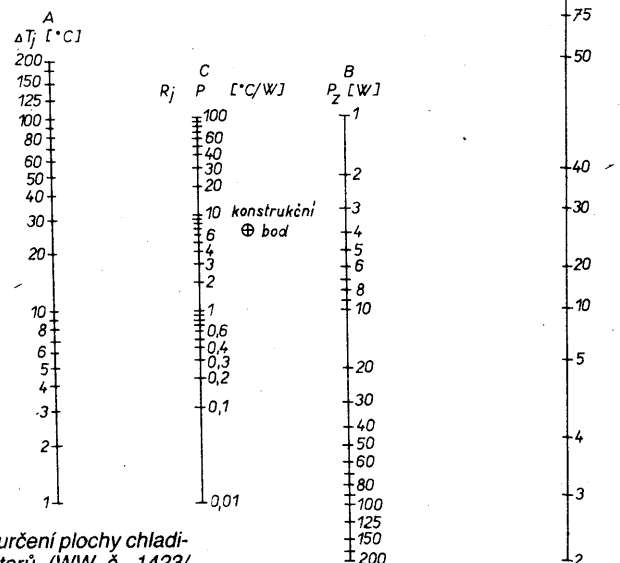
Aby byl diferenční stupeň zatěžován souměrně, je v obou větvích různý počet tranzistorů. Koncové výkonové tranzistory mají vzhledem ke svému paralelnímu zapojení v emitorech a bázích vyrovnávací rezistory.

Vstupní impedance zesilovače je dána rezistorem, 2,2 kΩ v sérii s kondenzátorem 2 μF. Při buzení zesilovače signálem s  $U_{ef} = 1$  V je na výstupu  $U_{ef} = 100$  V, což při zátěži 10 Ω odpovídá proudu 10 A, tedy výstupnímu výkonu 1 kW.

V horní části schématu zapojení je napájecí zdroj zesilovače. Jako usměrňovací diody by bylo možno použít naše typy KY930/600 nebo podobné, kondenzátory, filtrující usměrňované sekundární napětí z transformátoru jsou na napětí 500, popř. 350 V. Jako tranzistory  $T_3$  až  $T_7$  by bylo možno vyzkoušet SU167, tj. spinací typy, neboť jiné tranzistory na našem trhu (na tak velká napětí) nejsou. Jako  $T_8$  až  $T_{17}$  by byly nevhodnější typy KD3773, KD3442. Je ovšem třeba upozornit na to, že při konstrukci zesilovače se pracuje s relativně velkými napětími a proudy, tzn. že hrozí nebezpečí úrazu elektrickým proudem!

### K návrhu chladičů pro výkonové zesilovače

Při řešení výkonových zesilovačů je velmi důležitou součástí konstrukce návrh chladiče pro výkonové tranzistory. Jako pomůcka k určení plochy chladiče může sloužit nomogram na obr. 115. Z tohoto nomogramu lze



Obr. 115. Nomogram k určení plochy chladiče výkonových tranzistorů (WW č. 1423/1971)

určit plochu hladkého hliníkového chladiče s černě eloxovaným matným povrchem. Chladič musí mít poměr stran 1:2 a jeho tloušťka musí být alespoň 2 mm. Při použití žebrovaných profilů je možno vypočítanou plochu úměrně zmenšit. Má-li naopak chladič světlý a lesklý povrch, musí se vypočítaná plocha vynásobit 1,2.

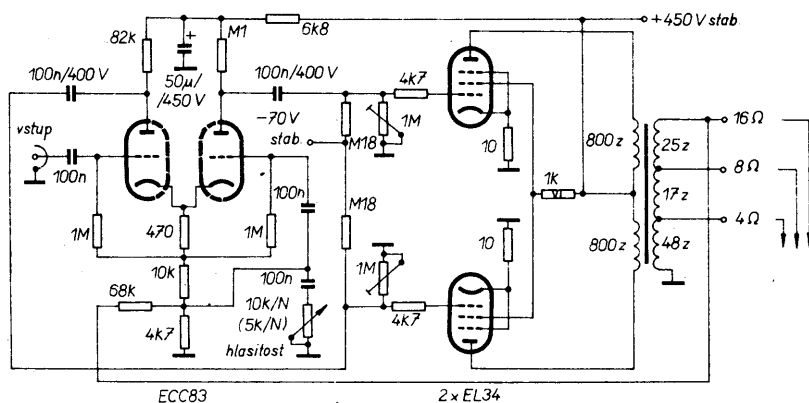
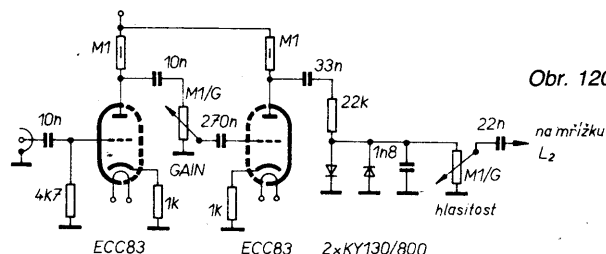
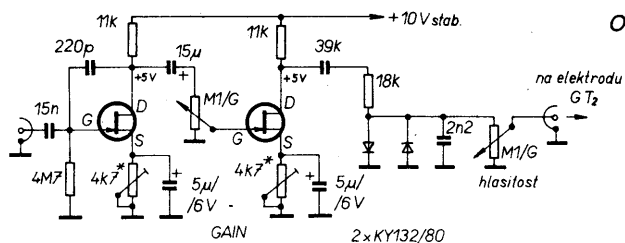
Při používání nomogramu se postupuje takto:

1. Určí se maximální výkonová ztráta koncových tranzistorů.
2. Pro danou výkonovou ztrátu se určí přípustná teplota tranzistorových přechodů ( $T_j$ ) ze závislosti výkonové ztráty na teplotě  $T_j$ , uvozené v katalogu.
3. Určí se  $\Delta T_j$  – rozdíl mezi max. teplotou tranzistorových přechodů a teplotou okolí.
4. Spojí se odpovídající body na stupnici A ( $T_j$ ) a stupnici B ( $P_2$ ). Spojnice těchto bodů, protínající stupnici C ( $^{\circ}C/W$ ), určuje potřebný tepelný odpor  $R_{ja}$  mezi tranzistorovými přechody a okolím.
5. Vypočítá se tepelný odpor mezi chladičem a okolím,  $R_{sa}$ , ze vztahu  $R_{sa} = R_{ja} - R_{cs}$ , kde  $R_{cs}$  je tepelný odpor mezi přechody tranzistoru a pouzdrem tranzistoru (uvádí výrobce v katalogu, např. pro pouzdro typu T0-3 bývá asi 1,5  $^{\circ}C/W$ ) a  $R_{cs}$  je tepelný odpor mezi pouzdrem a chladičem, jeho typické velikosti jsou v tabulce.

Pouzdro	Přímý kontakt	Slidová podložka	Tvrdá podložka z Al
T0-3	0,05	2	0,15
T0-66	0,4	2,4	0,6
plast. 77	3	6	
plast. 90	1,2	2,2	

T0-3 = T39 až T42 podle katalogu TESLA, stejně jako T0-66, plast. 77 a 90 = T43, T44 podle katalogu TESLA.





**Obr. 121. Jednoduchý elektronkový nf zesilovač**

Podobně by bylo možno u nejružnějších zapojení s elektronkami používat dílčí obvodů – je pouze třeba dbát na správné napěťové přízpůsobení. Zapojení s FET jsou vynikající i proto, že mají větší možnosti pokud jde o přebuzení, jsou tedy „dynamičtější“.

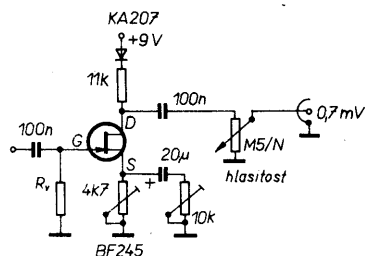
Jiné zapojení nf zesilovače s elektronkami je na obr. 121. I když jde o zapojení zřetelně jednodušší než na obr. 116, jsou vlastnosti obou zesilovačů téměř shodné. Zesilovač má výstupní transformátor na jádru EIIX, primární vinutí má  $2 \times 800$  závitů drátu, o  $\varnothing$  0,25 až 0,3 mm, sekundární vinutí jsou pro 4  $\Omega$  48 závitů, pro 8  $\Omega$  65 a pro 16  $\Omega$  90 závitů drátu o  $\varnothing$  1 až 1,2 mm CuL.

S oživováním zesilovače by neměly být žádné problémy. Odporovými trimry 1 MΩ se nastaví na katodách elektronek 0,125 V, popř. symetrie výstupního signálu. Tím je zesilovač nastaven. Celý zesilovač lze vestavět i s reproduktorem (nejlépe širokopásmovým) do malé skříň, čímž vznikne COMBO především pro domácí cvičení, pro odposlech a popř. i pro odebrání signálu do směšovače při veřejném vystupování.

Kdyby měl někdo zájem pořídit si zesilovač soupravu s elektronkami, avšak nesehnal by potřebné součástky, může si zesilovač objednat u soukromé firmy BECK v Bratislavě. Do aparatury si může zájemce objednat overdrive, ekvalizér, filtry – vše podle potřeb zájemce. Aparatury jsou osazeny jak elektronkami, tak i FET.

I když již byla řeč o FET – na závěr si uvedeme zapojení předzesilovače s FET, který je vhodný zejména pro vestavění do kytary. Odporovým trimrem 4,7 k $\Omega$  (obr.

121) se nastavuje na elektrodě D (kolektoru) polovina napájecího napětí. Odporový trimr 10 k $\Omega$  určuje zesílení. Vstupní odpor dalšího stupně by měl být alespoň 50 k $\Omega$ , výstupní



Obr. 122. Kytarový předzesilovač s FET

efektivní napětí je pak 0,7 mV. Požadovaný vstupní odpor je možno nastavit volbou  $R_v$  (vstupní odpor tranzistoru je až  $10^{12} \Omega$ ). Vhodný  $R_v$ , pracuje-li předzesilovač ve spojení s kytarovým snímačem, je 4,7 M $\Omega$ . Odběr předzesilovače je asi 0,5 mA, takže baterie 9 V vydrží v kytáře při každodenním cvičení déle než 3 měsíce. Tranzistor lze zakoupit i v našich prodejnách (18,50 Kčs).

A zcela na závěr – především u zapojení s elektronkami je třeba dbát maximální opatrnosti, neboť elektronky jsou napájeny značně velkým napětím a při neobratné nebo neopatrné manipulaci se zesilovačem je možnost úrazu elektrickým proudem. Objevky pro elektronky (především pro EL34) jsou nejvhodnější keramické, neboť elektronky vyzařují značné množství tepla. I tak je však třeba dbát na dobrou cirkulaci vzduchu v zesilovači (větrací díry). Je také vhodné umisťovat elektrolytické kondenzátory v dostatečné vzdálenosti od zdrojů tepla, jako je síťový transformátor a koncové elektronky, protože v opačném případě kondenzátory rychleji vysychají a ztrácejí kapacitu.

## Literatura

AR řady A i B, Radiový konstruktér, firemní literatura.

# NOVÁ GENERACE OBVODŮ PRO BTV

**Ing. Václav Teska**

*(Dokončení)*

Při současné aktivaci několika vstupů Z (nebo vstupů Z a vstupů X) IO nepracuje. Když SSM=H, musí být spojen vstup Z a výstup DR, jinak není generován kód. Je-li jeden ze vstupů X nebo Z spojen s několika výstupy DR, je považován za správný poslední ohledný signál. Maximální odpor tlačítka je 7 kΩ.

Přehled povelů je v tab. 26 a skupin v tab. 27. Parametry SAA3006 jsou v tab. 28 a zapojení vysílače s tímto IO je na obr. 24.

## Zesilovače infračerveného (IČ) signálu, TDA4050

Vysílaný signál IČ je přijímán fotodiodou  $D_{19}$  na obr. 25 a přiveden na vstup  $T_5$ , který má pro zlepšení selektivity zapojen mezi kolektor a emitor selektivní obvod  $R_{25}$ ,  $R_{26}$ ,  $C_{16}$ ,  $C_{17}$ . Z kolektoru  $T_5$  je signál veden přes  $C_{12}$  na vstup zesilovače 1 přes vývod  $8 IO_1$ , který pracuje jako regulovaný zesilovač řízený napětím z výstupu zesilovače 3, který je

řízení ss napětím z výstupu detektoru. Detektor je buzen napětím z výstupu zesilovače 2, který má nastaven konstantní zisk. Mezi vstup detektoru a výstup zesilovače 2 je zapojen laděný obvod  $C_{18}$ ,  $L_2$  naladěný asi na 33 kHz. Z výstupu zesilovače 2 je signál veden do omezovače a přes vývod 3 IO<sub>1</sub> na výstup do mikropočítače IO<sub>4</sub>. Výstupní napětí detektoru je filtrováno  $C_{11}$ ,  $R_{22}$ , pracovní bod je blokován  $C_{13}$  v obvodu zesilovače 2. Parametry TDA4050 jsou v tab. 29.

## Předzesilovač signálu IČ, TDA3048

Předzesilovač TDA3048 na obr. 25 je vhodný pro příjem modulovaných signálů IČ a za určitých omezení i k příjmu impulsních signálů IČ nedomulovaných. Mezi jeho hlavní výhody lze zařadit malý ztrátový výkon (napájecí proud 2,1 mA), napájecí napětí 5 V, rozdílový zesilovač s rozsahem regulace 66 dB, velkou citlivost, značnou odolnost



Tab. 26. Pověly v matici X-DR

Kód č.	Vodiče X 0 1 2 3 4 5 6 7	Vodiče DR 0 1 2 3 4 5 6 7	Bity povely 5 4 3 2 1 0
0	o	o	0 0 0 0 0 0
1	o	o	0 0 0 0 0 0
2	o	o	0 0 0 0 0 1
3	o	o	0 0 0 0 0 1
4	o	o	0 0 0 0 1 0
5	o	o	0 0 0 0 1 0
6	o	o	0 0 0 0 1 1
7	o	o	0 0 0 0 1 1
8	o	o	0 0 0 1 0 0
9	o	o	0 0 0 1 0 0
10	o	o	0 0 0 1 0 1
11	o	o	0 0 0 1 0 1
12	o	o	0 0 0 1 1 0
13	o	o	0 0 0 1 1 0
14	o	o	0 0 0 1 1 1
15	o	o	0 0 0 1 1 1
16	o	o	0 0 1 0 0 0
17	o	o	0 0 1 0 0 0
18	o	o	0 0 1 0 0 1
19	o	o	0 0 1 0 0 1
20	o	o	0 0 1 0 1 0
21	o	o	0 0 1 0 1 0
22	o	o	0 0 1 0 1 1
23	o	o	0 0 1 0 1 1
24	o	o	0 0 1 1 0 0
25	o	o	0 0 1 1 0 0
26	o	o	0 0 1 1 0 1
27	o	o	0 0 1 1 0 1
28	o	o	0 0 1 1 1 0
29	o	o	0 0 1 1 1 0
30	o	o	0 0 1 1 1 1
31	o	o	0 0 1 1 1 1
32	o	o	1 0 0 0 0 0
33	o	o	1 0 0 0 0 0
34	o	o	1 0 0 0 0 1
35	o	o	1 0 0 0 0 1
36	o	o	1 0 0 0 1 0
37	o	o	1 0 0 0 1 0
38	o	o	1 0 0 0 1 1
39	o	o	1 0 0 0 1 1
40	o	o	1 0 0 1 0 0
41	o	o	1 0 0 1 0 0
42	o	o	1 0 0 1 0 1
43	o	o	1 0 0 1 0 1
44	o	o	1 0 0 1 1 0
45	o	o	1 0 0 1 1 0
46	o	o	1 0 0 1 1 1
47	o	o	1 0 0 1 1 1
48	o	o	1 1 0 0 0 0
49	o	o	1 1 0 0 0 0
50	o	o	1 1 0 0 0 1
51	o	o	1 1 0 0 0 1
52	o	o	1 1 0 0 1 0
53	o	o	1 1 0 0 1 0
54	o	o	1 1 0 0 1 1
55	o	o	1 1 0 0 1 1
56	o	o	1 1 1 0 0 0
57	o	o	1 1 1 0 0 0
58	o	o	1 1 1 0 0 1
59	o	o	1 1 1 0 0 1
60	o	o	1 1 1 0 1 0
61	o	o	1 1 1 0 1 0
62	o	o	1 1 1 1 0 0
63	o	o	1 1 1 1 0 0

o - o označuje propojení vstupů X s výstupy DR

vůči velkým vstupním signálům, demodulaci signálu synchrodetektorem, omezení amplitudy při vstupním signálu větším než 600 mV, tlumení vstupního obvodu v závislosti na vstupním signálu (řízení Q) a možnost provozu v úzko nebo širokopásmovém režimu.

Signál dopadající na D<sub>1</sub> je přes C<sub>7</sub> přiveden na vstup rozdílového zesilovače (vývody 2, 3 IO<sub>5</sub>) a na obvod řízení Q. Druhý vstup rozdílového zesilovače je blokovan C<sub>3</sub> na vývodu 15 IO<sub>5</sub>. Mezi vývody 4, 13 a 5, 6 jsou zapojeny pro stabilizaci zisku rozdílového zesilovače C<sub>5</sub> a C<sub>9</sub>. Zesílený signál je veden do synchrodemodulátoru, který má na vývody 7 a 10 zapojen referenční obvod L<sub>1</sub>, C<sub>4</sub>, naladěný na 37,5 kHz.

Demodulovaný signál je přes tvarovač impulsů a výstupní budič (vývod 9 IO<sub>5</sub>) veden do mikropočítače IO<sub>4</sub>. Signál před Schmittovým klopným obvodem (SKO) je filtrován C<sub>1</sub> na vývodu 11 IO<sub>5</sub>. Ze synchrodemodulátoru je signál veden i do detektoru a zesilovače

AVC, který řídí vstupní zesilovač. Časová konstanta AVC je nastavena C<sub>2</sub> na vývodu 12 IO<sub>5</sub>. Jakost obvodu C<sub>8</sub>, L<sub>2</sub> v závislosti na vstupním signálu je řízena obvodem řízení Q na vývodech 3, 14 IO<sub>5</sub>. Při vstupním signálu přes 600 mV je doplňkově omezen signál omezovačem na vývodu 1 IO<sub>5</sub>. Dolní mezní kmitočet rozdílového zesilovače je určen C<sub>5</sub>, C<sub>9</sub>, z nichž větší vliv má C<sub>5</sub>. Kapacity kondenzátorů C<sub>5</sub>, C<sub>9</sub> musí být voleny tak, aby bylo potlačeno rušení. Horní mezní kmi-

Tab. 27. Skupiny v matici Z-DR

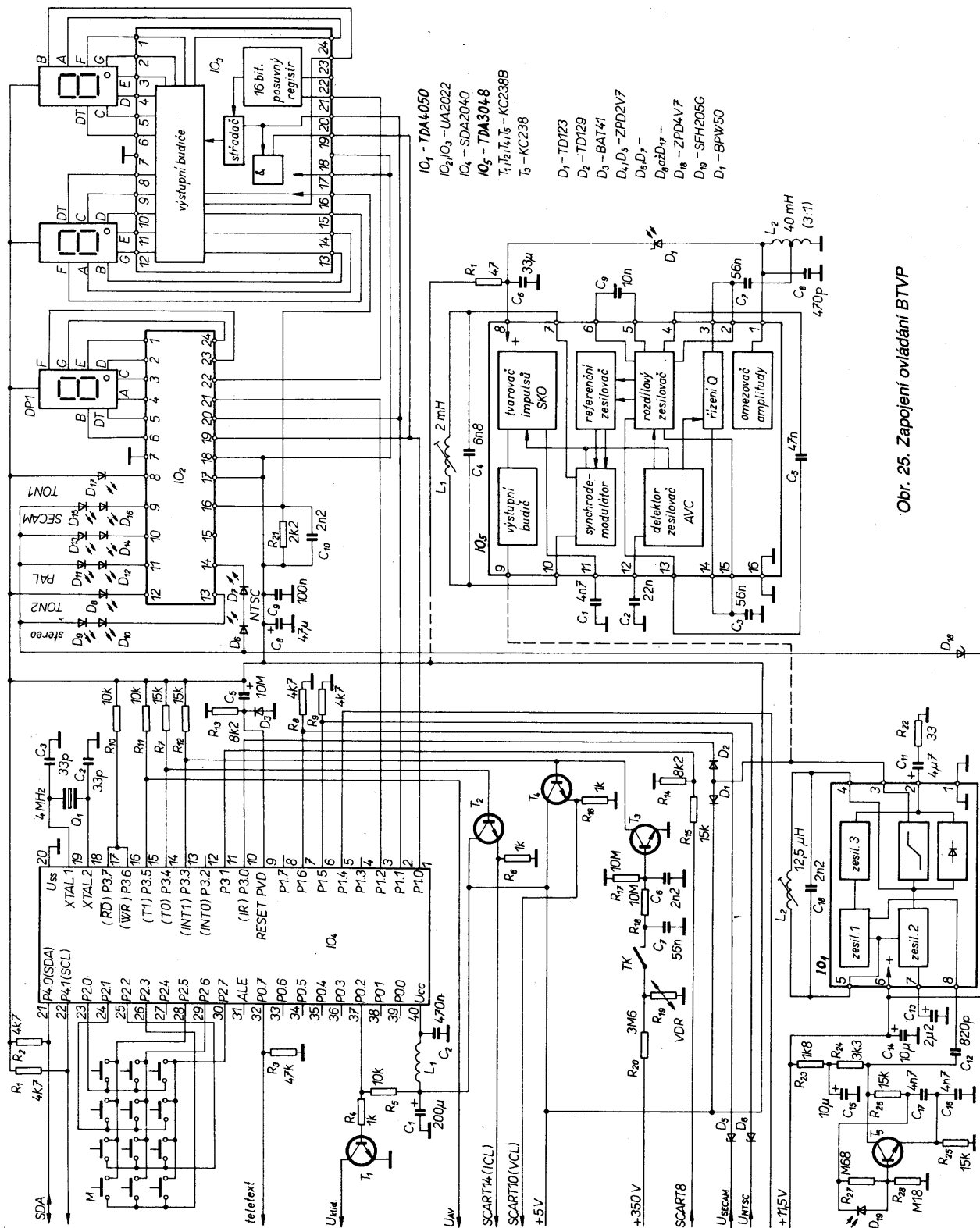
Skupina	Vodiče Z 0 1 2 3	Vodiče DR 0 1 2 3 4 5 6 7	Bity skupiny 4 3 2 1 0
0	o	o	0 0 0 0 0
1	o	o	0 0 0 0 0
2	o	o	0 0 0 0 1
3	o	o	0 0 0 0 1
4	o	o	0 0 0 1 0
5	o	o	0 0 0 1 0
6	o	o	0 0 0 1 1
7	o	o	0 0 0 1 1
8	o	o	0 1 0 0 0
9	o	o	0 1 0 0 0
10	o	o	0 1 0 0 1
11	o	o	0 1 0 0 1
12	o	o	0 1 0 1 0
13	o	o	0 1 0 1 0
14	o	o	0 1 0 1 1
15	o	o	0 1 0 1 1
16	o	o	1 0 0 0 0
17	o	o	1 0 0 0 0
18	o	o	1 0 0 0 1
19	o	o	1 0 0 0 1
20	o	o	1 0 0 1 0
21	o	o	1 0 0 1 0
22	o	o	1 0 0 1 1
23	o	o	1 0 0 1 1
24	o	o	1 1 0 0 0
25	o	o	1 1 0 0 0
26	o	o	1 1 0 0 1
27	o	o	1 1 0 0 1
28	o	o	1 1 1 0 0
29	o	o	1 1 1 0 0
30	o	o	1 1 1 0 1
31	o	o	1 1 1 0 1

Tab. 28. Parametry SAA3006

Parametr	Min.	Jmen.	Max.
Napájecí napětí, $U_{DD}$ [V]	-0,5		8,5
Vstupní napětí, $U_i$ [V]	-0,5		$U_{D0} + 0,5$
Vstupní proud, $I_i$ [mA]			10
Výstupní napětí, $U_o$ [V]	-0,5		$U_{D0} + 0,5$
Výstupní proud, $I_o$ [mA]			10
Ztrátový výkon výstupu oscilátoru, $P_{z\text{ osc}}$ [mW]			50
Celkový ztrátový výkon, $P_z$ [mW]			200
Jmenovité údaje pro $U_{SS} = 0$ V			
Napájecí napětí, $U_{28}$ [V]	2		7
Napájecí proud pro $I_o = 0$ , $U_{28} = 7$ V, $I_{28}$ [μA]			10
Vstupní proud vstupu pro $U_i = 0$ V, TP=SSM=L, $U_{28} = 2$ až 7 V, $-I_i$ [μA]	10		600
Vstupní napětí H při $U_{28} = 2$ až 7 V [V]	0	$0,7U_{D0}$	$U_{D0}$
Vstupní svodový proud pro TP=H, $U_i = 0$ až 7 V, $I_{L1}$ [μA]			1
Vstupní svodový proud oscilátoru pro $U_i = 0$ V, TP1 = H, Z2 = Z3 = L, $U_{DD} = 2$ až 7 V, $I_{L\text{ osc}}$ [μA]			2
Výstupní napětí $U_{7,8}$ [V] H při $-I_{oH} = 0,4$ mA, $U_{DD} = 2$ až 7 V		$U_{D0} - 0,3$	
L při $I_{oL} = 0,6$ mA, $U_{DD} = 2$ až 7 V			0,3
Výstupní svodový proud při $U_o = 7$ V, $I_{oR}$ [μA]			10
$U_o = 0$ V, $-I_{oR}$ [μA]			20
Výstupní napětí L při $I_{oL} = 0,3$ mA, $U_{DD} = 2$ až 7 V			
$U_9$ až 13, $U_{15}$ až 17 [V]			0,3
Proud oscilátoru při $U_{18} = U_{DD}$ , $I_{18}$ [μA]	4,5		30
Maximální kmitočet oscilátoru při $C_z = 40$ pF			
$U_{DD} = 2$ V, $f_{osc}$ [kHz]			450
Volnoběžný kmitočet oscilátoru při $U_{DD} = 2$ V, $f_{osc}$ [kHz]			120

točet asi 1 MHz je dán převážně vnitřními kapacitami.

Rušení pronikající po napájení jsou potlačena R<sub>1</sub>, C<sub>6</sub>. Při přímém navázání L<sub>2</sub> je cívka zatlumená vstupním odporem IO<sub>5</sub>, takže navázání je v poměru 3:1. Při větším poměru se zužuje přenášené pásmo, čímž se zmenšuje



Obr. 25. Zapojení ovládání BTVP

vstupní citlivost. L<sub>2</sub> má Q = 13 a šířku pásma asi 2,9 kHz. Obvody lze navázat i kapacitně rozdělením C<sub>8</sub> na 2,2 nF a 560 pF, 2,2 nF je zapojen z vývodu 2 IO<sub>5</sub> na zem. Když IO<sub>5</sub> zapojíme jako širokopásmový zesilovač, budou nezapojeny vývody 1, 3, 14. D<sub>1</sub> je přes 10 nF připojena na vývody 2 a 15 IO<sub>5</sub> a přes rezistory 12 kΩ proti zemi z vývodu 12 IO<sub>5</sub>. C<sub>1</sub> a C<sub>4</sub> se změní na 2,2 nF a L<sub>1</sub> na 8,2 mH. L<sub>1</sub> má Q = 7. Součástky C<sub>8</sub>, L<sub>2</sub> se vypustí a ostatní součástky zůstávají stejné. Parametry TDA3048 jsou v tab. 30.

### UAA2022 (D718D), sérioparalelní převodník

IO<sub>2</sub>, IO<sub>3</sub> na obr. 25 budí tři segmentovky DP1 až DP3, svítivé diody D<sub>6</sub>, D<sub>7</sub> (přijem NTSC), D<sub>8</sub> (zvuk 2), D<sub>9</sub>, D<sub>10</sub>, D<sub>13</sub>, D<sub>14</sub> (indikace stereo), D<sub>11</sub>, D<sub>12</sub> (PAL), D<sub>15</sub>, D<sub>16</sub> (SECAM) a D<sub>17</sub> (zvuk 1). UAA2022 převádí sériová data na data pro buzení 16 diod LED, výstupy jsou zdroje proudu, takže mezi LED a IO nemusí být žádné rezistory. IO můžeme zapojovat do kaskády a protože pracuje v nemultiplexovaném režimu, neruší svými signály okolí. Umožňuje i regulovat jas LED vnějším napětím (řídí LED se společnou

anodou). IO<sub>2</sub>, IO<sub>3</sub> přijímá 16bitová sériová data z mikroprocesoru IO<sub>4</sub> přes vstup VDR (volba čipu - vývod 20), CLOCK (hodiny - vývod 19) a DATA IN (vývod 21). Vstupními údaji je napájen 16bitový posuvný registr, který svoje výstupní údaje ukládá do střadačů, z nichž jsou řízeny výstupní budiče, které mají charakter zdrojů proudu. Sestupnou hranou signálu VDR se odpojí střadač od posuvného registru a je možné přijmout novou informaci. Náběžnou hranou VDR se střadač znovu připojí a nová informace je přenesena na výstupy.

Posuvný registr má i sériový výstup dat (vývod 22), přes který je možné přenášet data k dalšímu UAA2022, a jejich umístění volit adresou přes vývod 20. Výstupy budičů

Tab. 29. Parametry TDA4050, jmenovité údaje pro  $U_b = 15 \text{ V}$ ,  $f_{ic} = 31 \text{ kHz}$ 

Parametr	Min.	Jmen.	Max.
Napájecí napětí, $U_b$ [V]	9		16
Rozsah vstupních kmitočtů, $f_b$ [kHz]	0		100
Napájecí proud pro $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ , $I_b$ [mA]	6	9	12
Vstupní napětí pro nasazení regulace, $U_b$ [μV]		50	
výstupní signál, $U_b$ [μV]			85
Napětí na výstupu filtru, $U_4$ [mV] (ef.)	350	450	550
Zisk, $U_{4-8}$ [dB]	74	77	85
$U_{3-4}$ [dB]		21	
Rozsah AVC, dU [dB]	74	77	84
Regulační napětí při $U_{vst} = 0$ , $U_2$ [mV]	1325	1425	1525
Regulační napětí při $U_b = 0,1 \text{ mV}$ , $U_2$ [V]	1,5		2,1
Regulační napětí $U_2$ [V] při $U_b = 0,1 \text{ mV}$	1,5		2,1
$U_b = 10 \text{ mV}$	1,9		2,45
$U_b = 1 \text{ V}$	2,1		2,6
Pracovní bod, $U_{4,5,6}$ [V]	2,2		2,8
Výstupní proud pro $U_3 = U_b$ , $I_3$ [mA]		20	
Ss výstupní napětí při úrovni L, $U_{3L}$ [V]		0,15	0,5
H, $U_{3H}$ [V]	14,6		
Nabíjecí proud při $U_b = 100 \text{ mV}$ (ef.), $U_2 = 1,6 \text{ V}$ , $-I_2$ [mA]	0,4		1
$U_b = 10 \text{ mV}$ (ef.), $I_2$ [μA]	0,4		3
Vstupní odpor, $R_8$ [kΩ]		1,8	
Výstupní odpor, $R_3$ [kΩ]		10	
Impedance dvojitého článku T, $R_4$ [kΩ]	2		

Tab. 30. Parametry TDA3048

Parametr	Min.	Jmen.	Max.
Napájecí napětí, $U_b$ [V]			13,2
Výstupní proud tvarovače impulsů, $I_{11}$ [mA]			10
Napětí mezi vývody, $U_{2-15}$ , $U_{4-13}$ , $U_{5-6}$ [V]			4,5
$U_{7-10}$ , $U_{9-11}$ [V]			4,5
Jmenovité údaje pro $U_b = 5 \text{ V}$			
Napájecí napětí, $U_b$ [V]	4,65	5	5,35
Napájecí proud, $I_b$ [mA]	1,2	2,1	3
Min. vstupní signál při $f = 36 \text{ kHz}$			
$U_b = L$ , $U_{2-15}$ [μV] mv		15	25
$U_b = H$ , $U_{2-15}$ [μV] mv			5
Rozsah AVC bez řízení Q [dB]	60	66	
Vstupní signál pro jakostní provoz a 100% AM, $U_{2-15}$ [mV] mv	0,03		200
Vypnutí obvodu řízení Q ( $I_3 = I_{14} < 500 \text{ nA}$ ), $U_{2-15}$ [mV] mv			0,14
Zapnutí obvodu řízení Q ( $I_3 = I_{14} = 7 \text{ μA}$ ), $U_{2-15}$ [mV] mv	28		
Vstupní napětí, $U_{15-16}$ , $U_{2-16}$ [V]	2,25	2,45	2,65
Vstupní odpor, $R_{2-15}$ [kΩ]	10	15	20
Vstupní kapacita, $C_{2-15}$ [pF]		3	
Omezení na vstupu při $L_1 = 3 \text{ mA}$ , $U_{1-16}$ [V]		0,8	0,9
Výstupní napětí H při $-I_9 = 75 \text{ μA}$ , $U_{9-8}$ [V]		0,1	0,5
Výstupní napětí L při $-I_9 = 75 \text{ μA}$ , $U_{9-16}$ [V]		0,1	0,5
Výstupní proud při výst. napětí L, $I_9$ [μA]			
$-U_{9-8} = 4,5 \text{ V}$	75	120	
$= 3 \text{ V}$	75	130	
$= 1 \text{ V}$	75	140	
Výstupní proud při výst. napětí H,			
$-U_{9-8} = 0,5 \text{ V}$ , $-I_9$ [μA]	75	120	
Výstupní odpor, $R_{7-10}$ [kΩ]	3,1	4,7	6,2
Práh sepnutí $U_9$ z H na L, $U_{11-16}$ [V]	3,75	3,9	4,05
z L na H, $U_{11-16}$ [V]	3,4	3,55	3,7
Nabíjecí proud $C_{12}$ , $-I_{12}$ [μA]	3,4	5,5	6,6
Vybíjecí proud, $I_{12}$ [μA]	67	100	133
Výstupní proud pro $U_{12-16} = 2 \text{ V}$ , $-I_3$ [μA]	2,5	7,5	20
$-I_{14}$ [μA]	2,5	7,5	20

jsou na vývodech 1 až 6, 8 až 15, 23, 24 (zdroje proudů). Vstup pro řízení jasu LED (vývod 16) reguluje výstupní proud budičů. Při  $U_{16} = U_{CC}$  je jas maximální a při  $U_{16} = 2 \text{ V}$  je výstupní proud budičů nulový. Přes vývod 18 (TEST LED) je možné při jeho připojení na zem sepnout všechny výstupy budičů. Taktovací signál je přiváděn na vývod 19 (CLOCK) a dále do posuvného registru, který při náběžné hraně „hodin“ posouvá data. Při VDR=L mají „hodiny“ úroveň H a lze nastavit začátek a konec taktovacího impulsu. VDR (vývod 20) při úrovni L dovolu- je výběr čipu. Data jsou přes vývod 21 (DATA) sériově vedena na posuvný registr, řídicí střadače a výstupní budiče, které se spínají logickou „1“.

IO D718D NDR se od UAA2022 liší rozmístěním vývodů: 1 – výstup 2, 2 – výstup 1, 3 – zem, 4 – DATA IN, 5 – VDR, 6 – CLOCK, 7 –  $U_{CC}$ , 8 – regulace výstupního proudu budičů, 9 – DATA OIU, 10 – zem, 11 – výstup 16, 12 až 24 – výstupy 15 až 3.

### Literatura (vesměs firemní)

Fisher: Colour television chassis 057.  
Grundig: Service manual CUC 2600, CUC 2800 stereo, CUC 3510.  
Hitachi: IC memories HM6264P.  
LOHJA: CCT-teletext-service manual.  
Nordmende: Service information, chassis F14.

Philips: Integrated circuits. Book ICO2, a, b. 1988.

Philips: Technical publication 169. Single-chip multi-standard colour decoder TDA4555/4556.

Philips: Technical publication 255. Enhanced computer-controlled teletext circuit SAA5243.

Philips: Tentative device specification TDA4502.

Salora: Service manual 14L10/14L17, 15L30/15L37, 21L50/21L57, 24L50/24L57.

Siemens: IC's für Unterhaltungselektronik. Datenbuch 1986/87.

Siemens: Schaltnetzteile mit den Bausteinen der Familie TDA4600.

Siemens: SDA3202-Preliminary data. 1987.

Siemens: SDA2080-Preliminary data. 1985.

Thomson: Service information. Videotext-platine TDVTX 05 N2/986.583A.

Valvo: TI 830304 – TDA3047 und TDA3048, zwei low power Vorverstärker für Infrarot-Fernbedienungssignale.

Valvo: TI 860530 – Farbfernseheempfänger Kleinsignal Teil mit zwei integrierten Schaltungen.

Valvo: TI 840228 – Versteigerung von Farbsignalsprüngen und Leuchtdichtesignal Verzögerung mit der Schaltung TDA4560.

## Mikroprocesorový systém RISC 32 bitů

Známy americký výrobce 16bitových mikroprocesorů, firma Motorola, která dodává tyto součástky výrobcům počítačů Mackintosh, Atari ST, Sinclair QL a dalším, začala s výrobou nové řady 32bitových mikroprocesorů s architekturou RISC. Mikroprocesory RISC pracují se zmenšeným souborem instrukcí. Základní soubor součástek mikroprocesorového systému RISC obsahuje pouze dva integrované obvody – centrální procesorovou jednotku CMMU typu MC88100 a manažerskou jednotku paměti cache MC88200.

Obvod MC88100 sdružuje 32 třicetidvoubitové registry, aritmetickou jednotku stálých a proměnných, rozšiřitelný soubor instrukcí, vhodný i pro rozšíření architektury. Při hodinovém kmitočtu 20 MHz může jediný procesor zpracovat 15 MIPS (milionů instrukcí za sekundu). „Nejširší“ možná konfigurace může obsahovat čtyři současně pracující mikroprocesorové obvody.

Pomocný obvod MC88200 sdružuje rychlou paměť RAM 16 kB a jednotku pro řízení paměti počítače. Minimální pracovní sestava se skládá z jednoho obvodu MC88100 a dvou obvodů MC88200. Sběrnice dat a adres je pro zvětšení kapacity systému rozdělena pro instrukce programu a jeho dat. Možná je též sestava osmi obvodů CMMU do jedné centrální procesorové jednotky, čímž se vytváří rychlá zápisníková paměť s kapacitou 128 kB, přístupná v procesoru. Tyto sestavy nabízí Motorola jako hotové funkční moduly pod názvem moduly HYPER. Ty značně ulehčí projektování nových zařízení, neboť jimi se vyřeší množství technických problémů, s nimiž by se museli

Tab. 31 Parametry UAA2022 (D718)

Parametr	Min.	Jmen.	Max.
Logické vstupní napětí, $U_{19}$ až $U_{21}$ [V]			10
Řídicí napětí, $U_{16}$ , $U_{18}$ [V]			10
Výstupní napětí pro $I_{22}=2$ mA, $U_{22}$ [V]			10
Napájecí napětí, $U_{17}$ [V]			10
Výstupní napětí pro $U_{17}=5,5$ V, $U_1$ až $U_6$ , $U_8$ až $U_{15}$ , $U_{23}$ , $U_{24}$ [V]			6
<b>Jmenovité údaje pro <math>U_{17}=5</math> V</b>			
Vstupní napětí úrovně L, $U_{19}$ až $U_{21}$ [V]	0		0,8
H, $U_{19}$ až $U_{21}$ [V]	2		6
Vstupní proud úrovně L, $-I_{19}$ až $-I_{21}$ [mA]			0,1
H, $-I_{19}$ až $-I_{21}$ [mA]			10
Řídicí napětí, $U_{16}$ [V]	0		$U_{17}$
Řídicí napětí úrovně L, $U_{18}$ [V]	0		0,5
H, $U_{18}$ [V]	4,5		
Napájecí napětí, $U_{17}$ [V]	4,5		5,5
Výstupní napětí „O“ pro $I_{22}=1$ mA, $U_{22}$ [V]			0,5
Výstupní odpor, $R_{22}$ [kΩ]			15
Výstupní proud, $I_1$ až $I_6$ , $I_8$ až $I_{15}$ , $I_{23}$ , $I_{24}$ [mA]	9	11	13
Změna výstupního proudu [%]	-7		7
Saturační napětí, $U_1$ až $U_6$ , $U_8$ až $U_{15}$ , $U_{23}$ , $U_{24}$ [V]		1,2	1,8
Svodový proud na vývodech 1 až 6, 8 až 15, 23, 24 při napětí 5 V [μA]			10
Výstupní impedance, $R_1$ až $R_6$ , $R_8$ až $R_{15}$ , $R_{23}$ , $R_{24}$ [kΩ]			100
Napájecí proud pro $U_{18}=5$ V, $I_{18}$ [mA]	3	4,3	6
Ztrátový výkon při sepnutých budičích, $P_z$ [mW]			650
Doba hodin při H a L, $t_{CH}$ , $t_{CL}$ [μs]	3		
Doba mezi sestupnou hranou VDR a první hranou hodin, $T_{LVC}$ [μs]	10		
Doba mezi poslední hranou hodin a náběžnou hranou VDR, $t_{CV}$ [μs]	1		
Doba změny dat do náběžné hrany hodin, $t_{DC}$ [μs]	1		
Doba od náběžné hrany hodin do změny dat, $t_{CD2D}$ [μs]	1		
Doba náběžné hrany VDR, clock, data [μs] sestupné hrany			2 2

potýkat projektanti. Součástky tvoří vlastně vzájemně nestejně standardy výměny informací mezi centrální a paměťovou jednotkou.

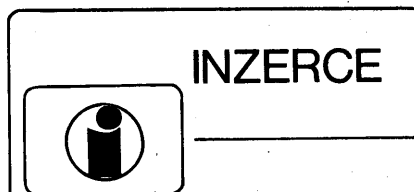
Rovněž obchodní politika firmy Motorola je v oboru programového vybavení zajímavá. Již v první etapě prodeje mikroprocesorového systému RISC nabízí vývojové a aplikační technické vybavení. Je to zcela netypický přístup k trhu, kde většina výrobců integrovaných obvodů mikroprocesorových systémů se nezabývá programovým vybavením (to platí i o tak významném výrobcu

jako je Intel). Tento přístup samozřejmě nepříspěvá k okamžitému využívání nových mikroprocesorových systémů.

Všeobecně jsou dostupné překladače většiny programovacích jazyků jako je C, Fortran, Pascal, Lisp, Prolog, Cobol a ADA. Dvě americké firmy – Phoenix Technologies a Insignia Solution – zpracovávají programy, umožňující další práce na aplikačních programech řízeného operačního systému MS-DOS s procesorem MC88100. Předpokládáné použití systému MC88000 s několika souběžně pracujícími mikroprocesorovými obvody s větší kapacitou zpracování dat je v počítačích, které by mohly sloužit k řešení problémů umělé inteligence a projektování pomocí počítačů CAD.

Nová série mikroprocesorových obvodů Motorola MC88000 se objevila na světovém trhu asi jeden rok po nabídce transputerů firmy INMOS, integrované obvody nejsou ovšem běžně dostupné v odborných obchodech. Během času se teprve pozná, nakolik budou konkurovat součástkám INMOS. Americký výrobce Motorola, který je vedoucím výrobcem polovodičových součástek vůbec, disponuje nepoměrně větším finančním a výzkumným zázemím, než jeho britsko-americký konkurent INMOS, což by mohlo sehrát v budoucnosti rozhodující úlohu.

TZ



Inzerce přijímá osobně a poštou Vydavatelství Magnet-Press, inzertní oddělení (inzerce ARB), Vladislavova 26, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51–9 linka 294. Uzávěrka tohoto čísla byla 4. 12. 1990, do kdy jsme museli obdržet úhradu za inzerát. Neopomeňte uvést prodejní cenu, jinak inzerát neuveřejníme. Text pište čitelně, aby se předešlo chybám vznikajícím z nečitelnosti předlohy.

## PRODEJ

**Krystaly 10,0 MHz:** 4,194304 MHz i jiné (à 59). M. Lhotský, Komenského 465, 431 51 Klášterec n. Ohří.

**Objímky na DIL 14 (10),** objímky DIL 16 (10), objímky DIL 24 (15) nové, nepoužité, odber na dobierku. P. Tunklová, Šafárikova 10, 040 11 Košice.

**BFR90, 91 (à 29);** BFG65 (115); SO42P (70); keramický trimr 2,5–6 pF (14); μA733 (80); 7805, 7905 (à 25); IDA1053 (30). M. Kaflik, 023 45 Horný Vadičov 331.

**Širokopásmové zesilovače 40–800 MHz:** BFG65 + BFR91, 24 dB, 75/75 Ω, pre slabé TV signály (360), BFG65 + BFR96, 24 dB, 75/75 Ω, pre malé domové rozvody TV (370), zhotovím zlučovace. F. Ridarčík, Karpatská 1, 040 01 Košice.

**EPROM 27128, 2764 (170, 170),** RAM 41256 SMD (70), INTEL 8748, 8751, 80386-16 (280, 380, 500), 8250 + 1488 + 1489 (400), WD 2797 (500), koprocesor 8087, 80287-10 (3200, 12 000), joystick IBM (450), tiskárnu Prášident 6313 (6200), monitor CGA (1500), floppy 1,2 a 1,44 MB (3800), tuner VKV vstup Němec + mf AR 12/83 (300, 280), 2 reprobedny 300 W (350), osciloskop BM 463 (2× 20 MHz) (4000), sat. konvertor 1,2 dB (4700), vinovodná výhybka H/V (3300). M. Štikar, Dělostřelecká 47, 162 00 Praha 6.

**TDA5660P (290);** SL1451 (890); SL1452 (890); MC14566B (120). Min. varicap ITT 1÷9 pF; BB601 (60). Sat. kon. Maspro F = 1,3 dB (5700); Fuba OEK 888 (6500); kon. Amstrad (kon + pol + fid) (5900). F. Krunt, Řepová 554, 196 00 Praha 9, tel. 68 70 870.

## KOUPĚ

**5 ks UAA2001.** M. Šebo, Rozkvet 2012/32, 017 01 Pov. Bystrica  
**Krystal. 27, 120 MHz (200).** J. Kubán, Bělohorská 63, 636 00 Brno, tel. 63 93 88.

## • PAMĚTI •

Špičková kvalita za minimální cenu

**EPROM M2764AF1** – po 1 ks 120 Kčs, tubus 15 ks – 95 Kčs/ks, zapečetěné výrobní balení 60 ks – 89 Kčs/ks;

**DRAM 41256** – ceny na dotaz (již od 58 Kčs/ks).

Na dobírku, organizací na fakturu.  
Objednávky pouze písemně na adresu:

**DOE**  
Box 540  
111 21 Praha 1